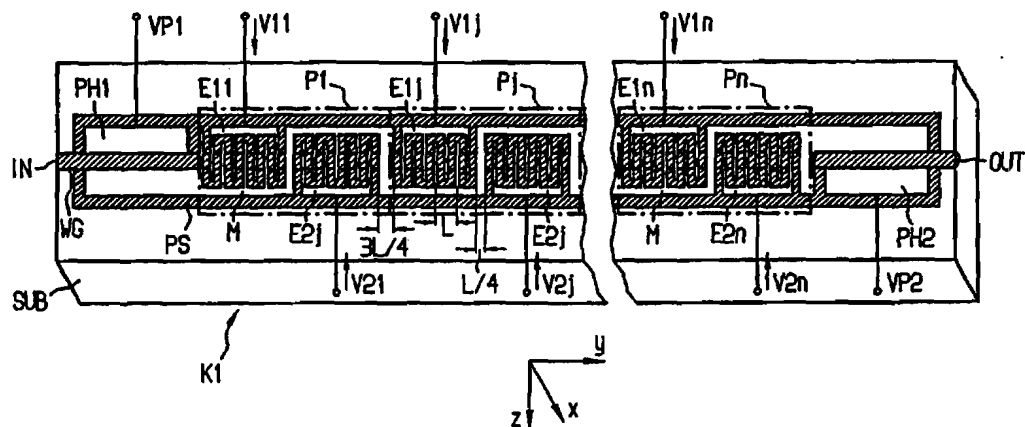


(51) Internationale Patentklassifikation ⁷ : G02F 1/035	A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/36459 (43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 22. Juni 2000 (22.06.00)									
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE99/03875 (22) Internationales Anmeldedatum: 3. Dezember 1999 (03.12.99) (30) Prioritätsdaten: <table border="0"> <tr> <td>198 58 148.3</td><td>16. Dezember 1998 (16.12.98)</td><td>DE</td></tr> <tr> <td>199 17 381.8</td><td>16. April 1999 (16.04.99)</td><td>DE</td></tr> <tr> <td>199 19 576.5</td><td>29. April 1999 (29.04.99)</td><td>DE</td></tr> </table> (71) Anmelder: SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, D-80333 München (DE). (72) Erfinder: NOÉ, Reinhold; Helmerner Weg 2, D-33100 Paderborn (DE). SANDEL, David; Jahnstr. 2, D-33102 Paderborn (DE).		198 58 148.3	16. Dezember 1998 (16.12.98)	DE	199 17 381.8	16. April 1999 (16.04.99)	DE	199 19 576.5	29. April 1999 (29.04.99)	DE	(81) Bestimmungsstaaten: AU, CA, CN, JP, RU, europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE). Veröffentlicht <i>Mit internationalem Recherchenbericht.</i> <i>Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist; Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.</i>
198 58 148.3	16. Dezember 1998 (16.12.98)	DE									
199 17 381.8	16. April 1999 (16.04.99)	DE									
199 19 576.5	29. April 1999 (29.04.99)	DE									

(54) Title: METHOD FOR DIRECT VOLTAGE DROOPLESS POLARISATION TRANSFORMATION AND DIRECT VOLTAGE DROOPLESS POLARISATION TRANSFORMER

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR GLEICHSPANNUNGSDRIFTFREIEN POLARISATIONSTRANSFORMATION UND GLEICHSPANNUNGSDRIFTFREIER POLARISATIONSTRANSFORMATOR



(57) Abstract

According to the invention, a polarisation transformer/PMD compensator-chip (K1) contains a differential TE-TM phase modulator (PH1) at the beginning of the chip which produces a TE-TM phase modulation. The mode transformer-electrodes (Eij) can thereby be controlled by means of control voltages (Vij) which are free from direct components. DC drift is thus securely prevented.

(57) Zusammenfassung

Ein Polarisationstransformator/PMD-Kompensator-Chip (K1) enthält einen differentiellen TE-TM-Phasenmodulator (PH1) am Anfang des Chips, der eine TE-TM-Phasenmodulation erzeugt, wodurch die Modenwandler-Elektroden (Eij) mit gleichanteilsfreien Steuerspannungen (Vij) angesteuert werden können. Hierdurch wird eine DC-Drift sicher vermieden.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

Beschreibung

Verfahren zur gleichspannungsdriftfreien Polarisations-
transformation und gleichspannungsdriftfreier Polarisations-
5 transformator

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur gleichspannungs-
driftfreien Polarisationstransformation nach dem Oberbegriff
des Patentanspruchs 1 und gleichspannungsdriftfreie Polarisations-
10 transformatoren nach den Oberbegriffen der Patentansprüche 29, 30, 39 und 45.

In der älteren Patentanmeldung DE 19 830 990.2 ist ein Polarisations-
transformator/Kompensator beschrieben, der auf einem
15 doppelbrechenden Substratmaterial realisiert ist. Dieser stellt die Weiterentwicklung eines in IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. QE-18, Nr. 4, April 1982, Seite 767 bis 771 beschriebenen Polarisationstransformators dar.

20 Diese Anordnung besteht aus einem Lithiumniobatchip, der an seiner Oberfläche Elektroden aufweist. Zwischen dem Substrat und den Elektroden wird üblicherweise eine isolierende Pufferschicht angebracht, die bei der Verwendung von metallischen Elektroden die Dämpfung des optischen Signals verhin-
25 dert. Bei diesem Aufbau tritt das Problem der sogenannten von Gleichspannungen verursachten DC-Drift (DC = Gleichstrom) auf. Diese entsteht dadurch, daß Pufferschichten und Elektroden unterschiedliche Verhältnisse von Dielektrizitätskonstante zur Leitfähigkeit besitzen. Durch die dielektrischen Ei-
30 genschaften von Substrat und Pufferschicht stellt sich nach Anlegen einer Gleichspannung an eine Elektrode zunächst eine durch das elektrostatische Feld gegebene Potentialverteilung ein. Im Laufe der Zeit wird sich diese ändern und in eine durch Leitfähigkeiten von Substrat und Pufferschicht verursachte Potentialverteilung übergehen. Obwohl die Spannung an
35 den Elektroden gleich bleibt, ändert sich das Feld im Inneren des Lithiumniobatchips aufgrund der neuen Potentialvertei-

lung, insbesondere auch im optischen Wellenleiter, so daß ein anderer als der gewünschte elektrooptische Effekt entsteht.

5 Eine weitere, sehr schädliche Ursache der DC-Drift wird darin vermutet, daß bei hoher eingestrahelter optischer Leistung, aber auch schon bei üblicher Leistung im Laufe der Zeit durch Absorption Ladungsträgerpaare gebildet werden. Wenn zwischen Elektroden eine Gleichspannung und somit ein elektrisches
10 Feld anliegt, werden diese Ladungsträgerpaare durch das elektrische Feld getrennt. Dies führt zu einer Schwächung des elektrischen Feldes. Im Laufe der Zeit werden deshalb immer höhere Spannungen benötigt, um die gewünschten Polarisations-
15 transformationen zu erzielen. Dies erschöpft entweder die Fähigkeiten der vorhandenen Spannungsquellen oder es kommt zu Überschlügen zwischen den Elektroden. Hierbei ist zu bedenken, daß man bei einem leistungsfähigen Polarisations-
transformator der oben genannten Art u.U. recht hohe Spannungen bis etwa 100V benötigen kann. Die DC-Drift kann deshalb die
20 ordnungsgemäße Funktion eines Kompensators einschränken oder sogar verhindern.

DC-Drift tritt auch in fast allen anderen Lithiumniobat-Bauelementen (Polarisationstransformatoren) mit dem Zweck der Polarisations-
25 transformation oder PMD-Kompensation auf, für welche deshalb ebenfalls eine Lösung des Driftproblems angestrebt wird.

Bisher wurde versucht, durch verbesserte Technologie mit einer verbesserten Abstimmung von Dielektrizitätskonstanten und
30 Leitfähigkeit der Pufferschicht, einem verlustarmen Kristall und anderen Maßnahmen das Problem zu lösen. Selbst bei Lithiumniobat-Intensitätsmodulatoren, die nur mit kleinen Spannungen betrieben werden, scheint dies nur teilweise gelungen zu sein.
35 Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine relativ einfache Maßnahme zur Vermeidung der DC-Drift bei Polarisations-
formatoren und PMD-Kompensatoren anzugeben.

Diese Aufgabe wird durch ein im Anspruch 1 angegebenes Verfahren gelöst. In den unabhängigen Patentansprüchen 29, 30, 39 und 45 werden geeignete Polarisationstransformatoren (PMD-Kompensatoren) angegeben.

Vorteilhafte Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen angegeben.

Die Lösung des Problems liegt in der Verwendung von gleichanteilsfreien Steuerspannungen. Die Architektur des Polarisationstransformators und die Steuerspannungen werden dabei so gewählt, daß die Funktion des Polarisationstransformators nicht beeinträchtigt wird. Es gibt hierzu eine große Anzahl von Ausführungsbeispielen, die aber alle nach diesem Prinzip arbeiten.

In einem Ausführungsbeispiel der Erfindung ist es besonders vorteilhaft, wenn eine differentielle Phasenmodulation zweier orthogonal polarisierter Hauptpolarisationen (principal states-of-polarization, PSP) des Polarisationstransformators vorgenommen wird. Sind die Hauptpolarisationen TE- und TM-Wellen (TE - transversal-elektrisch; TM - transversal-magnetisch), so kann dazu ein differentieller TE-TM-Phasenmodulator am Eingang eines Kompensators vorgesehen sein.

Dies hat den Vorteil, daß eine differentielle TE-TM-Phasenmodulation der eingestrahlten Lichtwelle erzeugt wird. Bei geeigneter Ausprägung dieser Phasenmodulation können die nachfolgenden TE-TM-Wandlerzellen mit gleichspannungsfreien Signalen angesteuert werden.

Vorteilhaft ist die Ansteuerung des TE-TM-Phasenmodulators mit einer Dreiecksspannung niedriger Frequenz.

Hierdurch können die TE-TM-Wandlerelektroden mit gleichanteilsfreien Cosinus- bzw. Sinusspannungen (genauer: meist mit

aneinandergefügt jeweils eine Periode umfassenden, abwechselnd vorwärts und rückwärts durchlaufenen Abschnitten von Sinusspannungen) angesteuert werden. Diese Wandler Spannungen werden als Cosinus- bzw. Sinusfunktionen vorgegeben, wobei
5 die eigentliche PMD-Kompensation nur durch Änderung der Amplitude und der Phase erfolgt. Da die Dreiecksspannung ebenfalls gleichanteilsfrei gewählt werden kann, tritt in diesem Fall auch im differentiellen TE-TM-Phasenmodulator keine DC-Drift auf; allerdings wäre sie dort ohnehin nicht störend.

10

Zumindest ein Teil der Wandler-Steuerspannungen kann, wie auch die Steuerspannung der Phasenmodulatoren oder Modenwandler, von einer Regeleinrichtung erzeugt werden.

15

Alternativ zur Verwendung eines TE-TM-Phasenmodulators kann eine entsprechende differentielle TE-TM-Phasenmodulation auch durch einen oder einige, vorzugsweise im Eingangsteil des Chips gelegene TE-TM-Wandler erzeugt werden. Hierzu erhalten die nicht im Eingangsbereich des Chips angeordneten Wandler-
20 zellen gleichspannungsfreie Steuerspannungen, während die Steuerspannungen der ersten Wandlerzellen von der Kompensationsregelung erzeugt werden.

25

Eine weitere Möglichkeit zur Herstellung einer differentiellen TE-TM-Phasenmodulation besteht darin, mindestens eine Wandlerzelle hinzuzufügen, welche ebenso wie die erste zur PMD-Kompensation dienende Wandlerzelle mit speziellen gleichanteilsfreien Steuerspannungen betrieben wird.

30

Vorteilhaft kann die Verwendung eines zweiten TE-TM-Phasenmodulators sein, um eine von der Ansteuerspannung zeitunabhängige Ausgangspolarisation zu erhalten. Analoges gilt für die anderen beschriebenen Arten zur Realisierung oder Umgehung eines TE-TM-Phasenmodulators.

35

Die für TE- und TM-Wellen als Hauptpolarisationen beschriebenen Verfahren lassen sich auch für andere, beispielsweise zirkulare Hauptpolarisationen einsetzen.

- 5 Als Architektur eines Polarisationsstransformators, die eine gleichanteilsfreie Wahl von Steuerspannungen zuläßt, ohne daß die Funktion des Polarisationsstransformators beeinträchtigt wird, ist aber auch die Erweiterung von Polarisationsstransformatoren durch zusätzliche Stallelemente wie differentielle
10 Phasenmodulatoren, Modenwandler oder zusätzliche Wandlerzellen möglich.

Die Erfindung wird anhand von Ausführungsbeispielen näher erläutert.

15

Es zeigen:

Figur 1 den prinzipiellen Aufbau eines erfindungsgemäßen Kompensators,

- 20 Figur 2 einen PMD-Kompensator mit Polarisationsstrahlteiler,

Figur 3 eine Regeleinrichtung zur PMD-Kompensation,

Figur 4 eine Variante erfindungsgemäßen Kompensators,

Figur 5 ein Zeitdiagramm der Modulationswinkelfunktion,

- 25 Figur 6 ein Zeitdiagramm der Wandler-Steuerspannungen,

Figur 7 eine Variante mit Wandlerzelle und

Figur 8 eine Prinzipschaltbild mit Wandlerzellen,

Figur 9 den prinzipiellen Aufbau eines erfindungsgemäßen Polarisationsstransformators,

- 30 Figur 10 einen Schnitt durch den Polarisationsstransformator nach Figur 9,

Figur 11 einen Kompensator von Polarisationsmodendispersion mit mehreren Polarisationsstransformatoren,

- Figur 12 den prinzipiellen Aufbau eines weiteren erfindungsgemäßen Polarisationsstransformators,
35

Figur 13 den prinzipiellen Aufbau eines anderen erfindungsgemäßen Polarisationsstransformators,

- Figur 14 ein Zeitdiagramm von Steuerspannungen,
Figur 15 eine Regeleinrichtung mit Polarisationsstransformator,
Figur 16 ein weiteres Zeitdiagramm von Steuerspannungen,
5 Figur 17 einen Modenwandler oder eine Modenwandlerzelle,
Figur 18 einen weiteren Modenwandler oder eine Modenwandlerzelle,
Figur 19 den prinzipiellen Aufbau eines erfindungsgemäßen Polarisationsstransformators mit nachgeschaltetem
10 Polarisationsstrahlteiler,
Figur 20 einen weiteren Kompensator von Polarisationsmodendispersion mit mehreren Polarisationsstransformatoren,
Figur 21 ein weiteres Zeitdiagramm von Steuerspannungen.

15

Figur 1 zeigt eine Ausführungsform des erfindungsgemäßen Polarisationsstransformators/PMD-Kompensators K1. Dieser ist als Chip mit einem Lithiumniobatsubstrat SUB realisiert. Andere in Frage kommende Materialien sind Lithiumtantalat oder ähnliche hoch doppelbrechende Materialien. Die kristallographischen Achsen Y und Z liegen in der Zeichnungsebene, die kristallographische Achse X geht in die Zeichenebene hinein (X-Schnitt). Es sind auch andere Ausführungsformen denkbar.

25

Ein Wellenleiter WG ist an der Chipoberfläche durch Titan-Eindiffusion entlang der kristallographischen Y-Achse (Y-Ausbreitungsrichtung) realisiert. Der Wellenleiter WG ist einmodig, so daß TE- und TM-Wellen mit einer Brechzahldifferenz von etwa 0,07 ausbreitungsfähig sind. Auf der Chipoberfläche ist zunächst eine Pufferschicht PS aus Siliziumdioxid oder einem anderen Isolator angebracht, die im Bereich des Wellenleiters nicht dargestellt ist (wenn dagegen die Elektroden optisch transparent sind, beispielsweise aus Indium-Zinn-Oxid gefertigt sind, kann auf die Pufferschicht unter
30 Umständen verzichtet werden).

35

Auf die Pufferschicht sind elektrisch leitfähige Interdigitalelektroden $E1j$, $E2j$ aufgedampft, die die Form eines Kammes aufweisen, dessen Zinken (Stichleitungen, Finger) quer zum Wellenleiter angeordnet sind. Eine Elektrode M mit ebenfalls quer zum Wellenleiter angeordneten Zinken verläuft meanderförmig über den gesamten Chip und kann an Masse gelegt werden (Masse-Elektrode). Ausführungsformen, in denen alle Kammelektrodenanschlüsse auf einer Seite des Wellenleiters liegen, während die Masseelektrodenkämme alle auf der anderen Seite des Wellenleiters miteinander verbunden sind, sind ebenfalls möglich. Die anderen kammförmigen Modenwandler-Elektroden $E1j$, $E2j$ ($j = 1, 2, \dots, n$), auch als Modenwandler bezeichnet, sind voneinander elektrisch isoliert. Die an den Elektroden anliegenden Steuerspannungen V_{ij} können individuell oder in Gruppen identisch gewählt werden. Jeweils zwei Elektroden $E1j$ und $E2j$, die auch jeweils mit weiteren Elektroden, welche von der jeweiligen Elektrode Abstände, die gleich einem ganzzahligen Vielfachen der Schwebungswellenlänge sind, entfernt sind, verbunden sein können, werden als TE-TM-Wandlerzelle P_j bezeichnet.

Die Moden, welche gewandelt werden, sind gleichzeitig Hauptpolarisationen (principal states-of-polarization) der daran anschließenden Wellenleiterstücke, im Ausführungsbeispiel also TE- und TM-Wellen.

Eine Spannung an einer Elektrode erzeugt ein elektrisches Feld im Wellenleiter WG , das als Funktion der Ausbreitungsordinate Y örtlich periodisch in Kristallschnittrichtung X und entgegengesetzt hierzu verläuft. Durch die örtliche Periodizität des elektrostatischen Feldes wird eine Phasenanpassung zwischen TE- und TM-Welle erreicht, wobei sich die Modenwandlerbeiträge aufeinanderfolgender Elektrodenfinger addieren.

Die optische Welle bzw. das optische Signal OS durchläuft den Chip vom Eingang IN bis zum Ausgang OUT .

Eine Schwebungswellenlänge ist diejenige Länge, bei der der Retarder/Kompensator mit TE- und TM-Wellen als Eigenmoden gerade eine Phasenverzögerung von 360° zwischen diesen Eigenmoden aufweist. Bei einer optischen Wellenlänge von 1550nm (Nanometer) entspricht diese Schwebungswellenlänge in Lithiumniobat etwa $21\mu\text{m}$ (Mikrometer).

Die Periodenlänge der Elektrodenzinken einer Elektrode, der Abstand L , ist etwa gleich der Schwebungswellenlänge. Die Zinkenbreite und die Elektrodenabstände werden deshalb zweckmäßigerweise jeweils etwa gleich $L/4$ gewählt. Damit erhält man eine gleichförmige Struktur, in welcher Zinkenbreiten und Zwischenräume gleich groß sind.

Um eine TE-TM-Konversion mit variabler Phase durchführen zu können, sind jeweils nach den periodischen Zinken einer Elektrode zusätzliche Abstände von abwechselnd $L/4$ und $3L/4$ vorgesehen. Damit erhält man zusätzliche Phasenverzögerungen zwischen TE- und TM-Wellen von 90° bzw. 270° , durch letztere wird die erstere wieder rückgängig gemacht so daß sich TE-TM-Wandlung mit unterschiedlichen Phasenwinkeln auswirkt und unterschiedliche Polarisationszustände einstellbar sind. Die Masseelektrode M hat an diesen Stellen jeweils eine Gesamtbreite von etwa $L/2$ bzw. L .

Ein TE-TM-Wandler, welcher gleichzeitig eine beliebige Phasenverzögerung $\phi(t)$ zwischen TE- und TM-Wellen erzeugen kann, ist i.a. aus mehreren oder sogar vielen solchen periodisch aufeinanderfolgenden Strukturen zusammengesetzt. Ein Beispiel dafür findet sich in F. Heismann, R. Ulrich, "Integrated-optical single-sideband modulator and phase shifter", IEEE J. Quantum Electronics 18(1982)4, pp. 767-771.

Ein TE-TM-Wandler kann aber auch aus einer durchaus endlichen, relativ geringen Anzahl elementarer Kammelektrodenpaaren zusammengesetzt sein. Dies ergibt sich aus der Patentanmeldung Aktenzeichen P 198 39 308.3 vom 28.08.98: "Polarisationstransformator mit einstellbaren Eigenmoden der Polarisations-

tionselemente", in der ein vergleichbarer physikalischer Prozeß beschrieben ist. Demnach ist die minimal erforderliche Anzahl von Kammelektrodenpaaren für volle Modenkonzersion unter beliebigen Phasen gleich drei, während größere Anzahlen, beispielsweise vier bis sechs, eine größere Toleranz gegenüber nichtidealer Realisierung gewährleisten. Auch zusätzliche Wellenleiterstücke mit differentieller Phasenverzögerung und differentieller Gruppenlaufzeit zwischen zwei Hauptpolarisationen des Modenwandlers können zwischen den Wandlerzellen angebracht sein. Es können die elementaren Modenwandler (kurze Kammstücke) sogar in in weiten Grenzen beliebigen Abständen angeordnet sein, solange, beispielsweise durch zufällige Verteilung, sichergestellt ist, daß eine ausreichend große Anzahl davon bei Modenwandlung bezogen auf einen festen Ort über verschiedene Phasen verteilte modengewandelte Signale erzeugen kann. Nachteilig ist die größere erforderliche Anzahl von Steuerspannungen gegenüber der Realisierung gemäß F. Heismann, R. Ulrich, "Integrated-optical single-sideband modulator and phase shifter", IEEE J. Quantum Electronics 18(1982)4, pp. 767-771, wo lediglich zwei Steuerspannungen benötigt werden.

Erfindungsgemäß wird im Bereich des Signaleingangs (IN) des Chip eine stetige differentielle Phasenverschiebung $\phi(t)$ (Phasenverzögerung / Phasenmodulation) zwischen TE- und TM-Wellen vorgenommen. Diese TE- und TM-Wellen sind Hauptpolarisationen des Chip, d.h. es sind diejenigen orthogonalen Polarisationen, zwischen welchen eine maximale Gruppenlaufzeitdifferenz vorliegt.

Wesentlich ist dabei, daß $\phi(t)$ so gewählt wird, daß die zeitlichen Mittelwerte ihrer Kosinusfunktion $\cos(\phi(t))$ und ihrer Sinusfunktion $\sin(\phi(t))$ wenigstens näherungsweise verschwinden.

In dem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung sind im Bereich des Eingangs IN des Chips ein erster differentieller

TE-TM-Phasenmodulator PH1 und im Bereich des Ausgangs OUT ein zweiter differentieller TE-TM-Phasenmodulator PH2 vorgesehen.

5 Durch Anlegen einer periodischen Spannung V_{P1} an den Phasenmodulator PH1 wird eine differentielle TE-TM-Phasenmodulation mit einem sich zeitlich ändernden Modulationswinkel ϕ , der Phasenverschiebung zwischen TE- und TM-Welle, erzeugt.

10 Unter Verwendung der elektrooptischen Koeffizienten r_{33} und r_{13} , der Elektroden- und Wellenleitergeometrie und des Überlappintegrals zwischen elektrischem Feld und optischem TE- bzw. TM-Modus kann man die Proportionalitätskonstante V_1 zwischen dem zeitabhängigen Modulationswinkel $\phi(t)$, als Phasenverschiebung oder Modulationswinkelfunktion bezeichnet, und
15 erforderlicher Modulator-Steuerspannung (Phasenschieberspannung) $V_{P1} = V_1 \cdot \phi(t)$ berechnen. Da die linearen elektrooptischen Koeffizienten r_{33} und r_{13} dominieren, ist in sehr guter Näherung von einer proportionalen Beziehung zwischen V_{P1} und ϕ auszugehen. Der genaue Berechnungsweg ist für den Fachmann
20 aus Appl. Phys. Lett. 47(11), 1. Dezember 1985, Seiten 1137 bis 1139 ersichtlich. Auch in anderen Materialien kann die Phasenschieberwirkung auf ähnliche Weise berechnet werden; sie kann in jedem Fall aber auch einfach gemessen werden.

25 Eine günstige Maßnahme ist es, den TE-TM-Phasenmodulator mit einer Dreiecksspannung $V_{P1} = V_1 \cdot \phi(t)$ anzusteuern, die durch den elektrooptischen Effekt eine ebenfalls dreieckförmige differentielle TE-TM-Phasenmodulation mit der Phasenverschiebung $\phi(t)$ erzeugt, wobei der maximale Phasenunterschied zwischen TE- und TM-Welle von $\pm\pi$ bzw. von 2π (oder ein Vielfaches davon) beträgt. Bei dieser Modulationswinkelfunktion
30 $\phi(t)$ ist auch V_{P1} gleichanteilsfrei (Figur 5). Es sind jedoch auch Modulator-Steuerspannungen $V_{P1} = V_1 \cdot \phi(t) + C$ möglich.

35 Einziger Nachteil des TE-TM-Phasenmodulators ist, daß er, wenn er auf doppelbrechendem Substrat realisiert ist, auch selbst PMD (Polarisationsmodendispersion) erzeugt, wodurch

der PMD-Kompensationsbereich der Anordnung etwas verringert wird.

Die beiden Elektroden von TE-TM-Wandlerzellen wurden bisher mit Gleichspannungen betrieben, die sich in der Form $V_{1j} = V_{xj} \cdot \cos(\gamma_j)$ bzw. $V_{2j} = V_{yj} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j)$ bzw. $V_{2j} = V_{yj} \cdot \sin(\gamma_j)$ darstellen lassen (j = Index der TE-TM-Wandlerzelle P_j , Figur 1). α_j ist ein Winkel, der später noch erläutert wird. Die Werte V_{xj} und V_{yj} sind umgekehrt proportional zur jeweiligen Zinkenanzahl der Elektroden E_{1j} bzw. E_{2j} zu wählen.

Erfindungsgemäß werden statt der bisher verwendeten Gleichspannungen Wandler-Steuerspannungen $V_{1j} = V_{xj} \cdot \cos(\gamma_j - \phi(t))$ bzw. $V_{2j} = V_{yj} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ verwendet und dabei die Winkelfunktionen $\cos(\phi(t))$ und $\sin(\phi(t))$ zeitlich mittelfreig gestaltet, wozu $\phi(t)$ in stetiger Weise geeignet zeitlich verändert wird. Beispielsweise wird als Phasenverschiebung $\phi(t)$ mit Hilfe einer gespeicherten Tabelle durch einen Digital-Analog-Wandler eine bis auf Quantisierungsfehler im wesentlichen stetige Dreiecksfunktion erzeugt („stetig“ ist für alle Funktionen in diesem Sinne zu verstehen), daß sich eine differentielle Phasenmodulation mit einem maximalen Modulationswinkel ϕ von $\pm\pi$ ergibt (Figur 5).

In Figur 6 ist der Verlauf der Wandler-Steuerspannungen V_{1j} und V_{2j} , die Funktionen der Phasenverschiebung $\phi(t)$ sind, über der Zeitachse „t“ dargestellt. Die Wandler-Steuerspannungen V_{1j} und V_{2j} setzen sich bei der gewählten dreiecksförmigen Phasenverschiebung $\phi(t)$ aus aneinandergefügt ganzen Cosinus- bzw. Sinusperioden zusammen. Bei einem Winkel von $(\gamma_j - \phi(t)) = 0$ beträgt der $\cos(\gamma_j - \phi(t)) = 1$, bei dem die Wandler-Steuerspannung V_{1j} ihr Maximum erreicht. Die zeitlichen Mittelwerte sind gleichanteilsfrei, so daß die Elektroden E_{1j} und E_{2j} gleichspannungsdriftfrei arbeiten. Je nach Definition der Richtung der differentiellen Phasenverschiebung $\phi(t)$ kann sich eine positive oder negative Proportionalitätskonstante V_1 ergeben.

(Statt einer gewählten Phasenschieberspannung $VP1 = V1 \cdot \varphi(t)$ kann stets auch eine um eine Konstante C verschobene Spannung $VP1 + C$ gewählt werden, die sich bei Verwendung eines Phasenwinkels $\varphi(t) + C/V1$ ergäbe, denn wenn die Funktionen $\cos(\varphi(t))$ und $\sin(\varphi(t))$ zeitlich mittelwertsfrei sind, so sind es auch die Funktionen $\cos(\varphi(t) + C/V1)$ und $\sin(\varphi(t) + C/V1)$. Da der Nullpunkt des Winkels $\varphi(t)$ aber ohnehin beliebig definiert werden kann, erscheint die Darstellung $VP1 = V1 \cdot \varphi(t)$ als ausreichend.)

Die durch den TE-TM-Phasenmodulator verursachte Störung der Kompensation von Polarisationsmodendispersion läßt sich gerade dann vermeiden oder ausgleichen, wenn statt der üblichen Gleichspannungssignale diese TE-TM-Wandlersignale verwendet werden. Diese modifizierten Signale sind unter der vereinfachten Annahme konstanter Amplituden der Wandler-Steuerspannungen (Elektrodenspannungen) $V1j$, $V2j$ und konstanter Phasenwinkel γj gleichanteilsfrei, so daß die TE-TM-Wandler driftfrei arbeiten.

Zu ergänzen ist noch, daß Wandlerzellen mit gleichlangen Wirkungslängen (gleiche Anzahl der Elektrodenzinken) auch mit gleichgroßen Wandler-Maximalspannungen betrieben werden. Normalerweise werden die Zinkenanzahlen der Elektroden $E1j$ und $E2j$ jeweils gleich groß gewählt. In diesem Fall kann $Vxj = Vyj = V0j$ gewählt werden. Die zukünftigen Betrachtungen setzen einen entsprechenden symmetrischen Aufbau voraus.

Die Wandlerspannungen und die Phasenwinkel können zur Polarisationsstransformation und/oder PMD-Kompensation geändert werden. In der Regel besteht keine Korrelation zwischen den erforderlichen zeitlichen Variationen und der Funktion $\varphi(t)$.

Statt eines dreiecksförmigen Signals kann auch jedes andere stetige zeitveränderliche Signal zur Ansteuerung des Phasenmodulators gewählt werden, für welches die zeitlichen Mittel-

werte der Winkelfunktionen $\cos(\varphi(t))$ und $\sin(\varphi(t))$ verschwin-
den, beispielsweise eine asymmetrische Dreiecksspannung oder
eine Sinusspannung, welche eine differentielle Phasenmodula-
tion mit einem Spitzenhubwinkel von $\pm 2,4$ Radiant erzeugt oder
5 auch eine verschliffene Rechtecksspannung oder Trapezspannung,
welche eine differentielle TE-TM-Phasenmodulation mit einem
Spitzenhubwinkel von wenig mehr als $\pm \pi/2$ erzeugt. Letztere
Ausführung hat den Vorteil, daß die erforderliche Spannung
VP1 oder die Länge der TE-TM-Phasenmodulatoren PH1, PH2 mini-
10 mal ist.

Die Frequenz der Phasenverschiebung $\varphi(t)$ ist prinzipiell be-
liebig. Denkbare Frequenzen liegen im Bereich von 1 μHz (Mik-
rohertz) bis 1 MHz (Megahertz). Die geringste Störung der
15 PMD-Kompensation erhält man i.a. allerdings dann, wenn die
Frequenz recht klein gewählt wird. Sie muß lediglich so groß
sein, daß während einer Periode DC-Drifteffekte vermieden
werden; vorzugsweise sollten folglich kleine Frequenzen im
Bereich von 1 μHz (Mikrohertz) bis 1 kHz verwendet werden.

20 Um eine von der Phasenverschiebung $\varphi(t)$ zeitunabhängige Aus-
gangspolarisation zu erhalten, ist ein zweiter TE-TM-
Phasenmodulator PH2 am Ausgang des Chips entsprechend Figur 1
vorgesehen, welcher eine differentielle TE-TM-Phasen-
25 modulation mit der Modulationswinkelfunktion $-\varphi(t)$ erzeugt.
Da die Masseelektrode des zweiten TE-TM-Phasenmodulators im
Ausführungsbeispiel auf der anderen Seite des Wellenleiters
liegt wie beim eingangsseitigen, kann der ausgangsseitige
Phasenmodulator - gleiche Länge wie beim eingangsseitigen
30 Phasenmodulator vorausgesetzt - mit derselben Spannung VP2 =
VP1 betrieben werden. Durch den zweiten differentiellen TE-
TM-Phasenmodulator PH2 kann trotz differentieller Phasenmodu-
lation und modulierten Wandler-Steuerspannungen eine konstan-
te Ausgangspolarisation erreicht werden. Dieses kann dann in-
35 teressant sein, wenn orthogonal polarisierte Signale im Pola-
risationsmultiplexbetrieb übertragen werden. Wenn dagegen auf
eine von $\varphi(t)$ unabhängige Ausgangspolarisation verzichtet

werden kann, und dies ist bei vielen Anwendungsfällen gegeben, kann auf den zweiten differentiellen TE-TM-Phasenmodulator PH2 am Chipausgang verzichtet werden.

- 5 Werden Signale mit einem Polarisationsmultiplex-Übertragungsverfahren übertragen, so können die PMD-Einflüsse auf die unterschiedlichen Polarisationen gemeinsam kompensiert oder die erforderliche Anpassung der empfangenen an die geforderten Polarisationen gemeinsam vorgenommen werden. Die Aufteilung
10 der polarisierten Signale erfolgt am Ausgang des Kompensatorbausteins. Auch kann die Anordnung selbst ohne zweiten Phasenmodulator PH2 bestimmte konstante Ausgangspolarisationen erzeugen, nämlich TE oder TM. Deshalb ist der Polarisationsmultiplexbetrieb auch ohne zweiten Phasenmodulator am Polari-
15 satorausgang möglich. Diese Polarisationen werden am Ausgang des Chips gedemultiplext, beispielsweise mit Hilfe eines auf dem Chip integrierten TE-TM-Strahlteilers PBS.

- Ein entsprechendes Ausführungsbeispiel der Erfindung zeigt
20 **Figur 2.** Bis auf den TE-TM-Polarisationsstrahlteiler PBS im Ausgangsbereich des Chip ist Figur 2, vom ausgangsseitigen Phasenmodulator abgesehen, identisch mit Figur 1. Der Polarisationsstrahlteiler besitzt die Form eines optischen Richtkopplers mit zwei Eingängen E1, E2 und zwei Ausgängen OUT1,
25 OUT2. Die Richtkopplerstruktur ist wiederum durch Wellenleiter WG definiert. Einer der Eingänge E1 ist an den eigentlichen Polarisationstransformator oder PMD-Kompensator angekoppelt. Im Kopplungsbereich KB des Polarisationsstrahlteilers werden die Lichtwellen übergekoppelt, wobei wegen der unter-
30 schiedlichen Modenfelder und der Doppelbrechung des Kristalls TE- und TM-Wellen unterschiedlich gekoppelt werden. Bei geeigneter Dimensionierung erhält man an einem Ausgang OUT1 eine Polarisation, beispielsweise TE, während am anderen Ausgang OUT2 die dazu orthogonale, in diesem Fall TM, erscheint.
35 An den Ausgängen OUT1 und OUT2 können zwei optische Empfänger angeschlossen werden. Ggf. können dort auch noch weitere Polarisatoren vorgesehen sein, um das Auslöschungsverhältnis

der jeweils unerwünschten gegenüber der gewünschten Polarisation zu verbessern.

Auch weitere Ausführungsbeispiele lassen sich durch einen
5 ausgangsseitigen Polarisationsstrahlteiler zu einem PMD-Kompensator und Polarisationsdemultiplexer ergänzen. Erfindungsgemäß wird also jeder beliebige gleichspannungsdriftfreie Polarisationsstrahltransformator PT oder gleichspannungsdriftfreie PMD-Kompensator PMDC zum Zweck der Polarisationsaufteilung in vorteilhafter Weise durch einen Polarisationsstrahlteiler PBS ergänzt. In schematischer Weise ist dies in
10 der **Figur 19** dargestellt. Diese Teile können insgesamt auf einem Substrat SUB integriert sein, aber müssen dies nicht. Als PMD-Kompensator PMDC oder Polarisationsstrahltransformator PT der Figur 19 können insbesondere auch die anhand der Figuren
15 1, 4, 7, 8, 11, 12 und 13 beschriebenen Ausführungsbeispiele eingesetzt werden.

Jeder PMD-Kompensator ist gleichzeitig auch ein Polarisationsstrahltransformator. Damit einerseits die gewünschte PMD-Kompensation eintritt und andererseits die gewünschte Polarisationsstrahltransformation bis zum Eingang E1 des Polarisationsstrahlteilers PBS auftritt, ist es zweckmäßig, in der Nähe
20 dieses Polarisationsstrahlteilers PBS gelegene Teile des PMD-Kompensators bevorzugt zum Zwecke der Polarisationsstrahltransformation für den Polarisationsdemultiplex, weiter entfernte, also in Richtung Eingang IN gelegene Teile des PMD-Kompensators bevorzugt zum Zwecke der PMD-Kompensation anzusteuern. Die erfindungsgemäße Ansteuerung dieser Teile zur
25 Vermeidung von DC-Drift wird zusätzlich angewendet.
30

Ausführungsbeispiele von Polarisationsstrahlteilern PBS sind in Figur 7 des Beitrags H. Herrmann et al., D.A. Smith, W. Sohler, "Integrated optical, acoustically tunable wavelength
35 filters and switches and their network applications", Proc. ECIO 1993, Neuchâtel, Switzerland, S. 10-1 bis 10-3 sowie den dort angegebenen Literaturstellen zu entnehmen. Insbesondere

können statt des Kopplungsbereichs KB protonenausgetauschte Wellenleiter eingesetzt werden.

In dem Fall, daß $V_{xj} = V_{yj} = V_{0j}$ ist, lassen sich die Wandler-Steuerspannungen V_{ij} ($i = 1, 2; j=1, 2, \dots, n$) entsprechend der bereits allgemein beschriebenen Steuerspannungen in der Form $V_{1j} = V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \phi(t))$ bzw. $V_{2j} = V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ darstellen. Dabei bestimmt die Amplitude von V_{0j} die Stärke der TE-TM-Modenwandlung. Da zwischen benachbarten Modenwandlerelektroden jeweils $\frac{1}{4}$ oder $\frac{3}{4}$ einer Schwebungswellenlänge zusätzlich Platz vorgesehen ist, ergibt sich in diesem Ausführungsbeispiel geometriebedingt $\alpha_j = \pm\pi/2$. Die Größe γ_j kann ebenso wie V_{0j} im Laufe der Zeit verändert werden, um den Erfordernissen der Polarisations-Transformation oder PMD-Kompensation nachzukommen. Die Phase $(\gamma_j - \phi(t))$ bzw. $(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$, unter der die TE-TM-Modenwandlung erfolgt, verändert sich - wegen zeitabhängigem $\phi(t)$ in zeitabhängiger Form - gerade entgegengesetzt zu der durch den eingangsseitigen Phasenmodulator erzeugten differentiellen TE-TM-Phasenmodulation mit dem Winkel $\phi(t)$, kurz, die durch Verwendung von Wechselspannungen bewirkten Effekte verändern die PMD des Kompensatorbausteins und somit auch die PMD-Kompensationsfunktion nicht, weil sie sich diesbezüglich gegenseitig aufheben. (Der Phasenmodulation am Eingang entspricht eine Längenänderung im Eingangsbereich. Eine Änderung der Modenwandlerspannungen entspricht einer longitudinalen Verschiebung der Elektroden. Wenn die longitudinale Elektrodenverschiebung der Längenänderung im Eingangsbereich gerade entgegengesetzt ist, bleiben die Elektroden, auf den Chipanfang vor dem Phasenmodulator bezogen, an derselben Stelle, so daß auch die Polarisations-Transformation und die PMD des Kompensators und somit die PMD-Kompensation dieselbe bleibt.)

Mehrere TE-TM-Modenwandlerzellen können neben der gewünschten Modenwandlung auch eine differentielle TE-TM-Phasenmodulation erzeugen, weil sie als allgemeiner elliptischer Retarder wirken. Die am Chipeingang durch den differentiellen TE-TM-

Phasenschieber erzeugte Phasenverschiebung (Phasenmodulation) $\phi(t)$ kann in Spezialfällen oder unter dem Einfluß praktischer Unzulänglichkeiten verschiedener Art bereits von den darauf folgenden Wandlerzellen kompensiert worden sein, so daß für
5 die weiter hinten gelegenen Wandlerzellen keine gleichanteilsfreien Steuerspannungen gewählt werden können. Um diesen Effekt zu vermeiden, können noch mehrere differentielle TE-TM-Phasenmodulatoren vorgesehen werden (dies entspricht einer Serienschaltung mehrerer Kompensatoren entsprechend Figur 1).

10

Bei sehr kleinen Frequenzen der Phasenmodulation $\phi(t)$ ist es nicht erforderlich, alle TE-TM-Wandlerzellen mit Spannungen $V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \phi(t))$ bzw. $V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ anzusteuern. Die Ansteuerung einiger oder auch aller Wandlerzellen kann viel-
15 mehr einer Regeleinrichtung überlassen werden, die gleichzeitig die Polarisierung regelt oder die PMD kompensiert. Eine Vorgabe der Wandlerspannungen in der vorstehend beschriebenen Form ist jedoch vorzuziehen, da diese sowohl das Ziel der PMD-Kompensation als auch das Ziel gleichanteilsfreier Steu-
20 erspannungen kompromißlos erreicht.

Alternativ kann man unter Verzicht auf den TE-TM-Phasenmodulator den TE-TM-Wandlerzellen, mit Ausnahme der im Chip vorne in Eingangsnahe gelegenen Wandlerzellen, Spannungen der
25 Form $V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \phi(t))$ bzw. $V_{0j} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$ aufprägen. Die vorderen TE-TM-Wandler müssen nun - gesteuert vom Regelalgorithmus - eine differentielle TE-TM-Phasenmodulation mit dem Winkel $\phi(t)$ erzeugen.

30

In einem weiteren Ausführungsbeispiel Figur 7 der Erfindung wird eine Möglichkeit zur Herstellung einer differentiellen TE-TM-Phasenmodulation $\phi(t)$ mit Hilfe eines TE-TM-Wandlers oder -Wandlerzellen ausgenutzt. Sie besteht darin, daß ein TE-TM-Wandler P_a am Eingang des Chip hinzugefügt wird (**Figur**
35 **7**) und bei Bedarf nicht nur nach unveränderter PMD sondern auch unveränderter Polarisations Transformationen auch ein solcher TE-TM-Wandler P_z am Ausgang des Chip hinzugefügt wird

(Figur 8), die mit speziellen gleichanteilsfreien Steuerspannungen betrieben werden. Im Ausführungsbeispiel der Figur 7 wird ein TE-TM-Wandler gemäß F. Heismann, R. Ulrich, "Integrated-optical single-sideband modulator and phase shifter", IEEE J. Quantum Electronics 18(1982)4, pp. 767-771, eingesetzt, welcher lediglich zwei Steuerspannungen benötigt. In einem bevorzugten Ausführungsbeispiel übt jede Wandlerzelle Pa, Pz volle Modenkonversion aus, wodurch konstante Spannungen Vxa, Vya festgelegt werden. Die Wandler Elektroden erhalten Steuerspannungen $V1a = Vxa \cdot \cos(\gamma a - \phi(t)/2)$ bzw. $V2a = Vya \cdot \cos(\gamma a - \alpha a - \phi(t)/2)$. Sie sind lineare Funktionen von phasenverschobenen Kosinusfunktionen $\cos(\gamma a - \phi(t)/2)$, $\cos(\gamma a - \alpha a - \phi(t)/2)$ der Hälfte $\phi(t)/2$ der differentiellen Phasenverschiebung $(\phi(t))$. Da die Eigenmoden des Modenwandlers Pa bei dieser Auslegung eine Winkelkoordinate $\phi(t)/2$ auf dem S2-S3-Großkreis der Poincaré-Kugel einnehmen, ist auf diese Weise sichergestellt, daß eine erfindungsgemäße differentielle Phasenmodulation $\phi(t)$ zwischen den TE- und TM-Hauptpolarisationen des Lithiumniobatchip mit X-Schnitt und Y-Ausbreitungsrichtung erfolgt. Die Winkel αa und γa ergeben sich wie beschrieben aus der Elektrodengeometrie und dem Abstand des Wandlers Pa zu den übrigen Wandlern.

Selbstverständlich gibt es noch viele andere Möglichkeiten, eine differentielle Phasenmodulation zu erzeugen. Im vorgenannten Ausführungsbeispiel der Erfindung könnten mehrere kaskadierte statt eines differentiellen Phasenmodulators eingesetzt werden, deren differentielle Phasenmodulationen sich zum Wert $\phi(t)$ addieren.

30

Auch im zuletzt genannten Ausführungsbeispiel mit TE-TM-Modenwandlern können mehrere solcher Modenwandler mit jeweils voller Modenkonversion kaskadiert werden, wobei sich die differentiell phasenverschiebenden Wirkungen mit abwechselnd positivem und negativem Vorzeichen addieren. Auch TE-TM-Modenwandler mit nicht voller Modenkonversion können addiert werden, wobei sich die Verzögerungen bei gleicher TE-TM-

Phasenverschiebung addieren. Schließlich ist auch die Kombination von TE-TM-Phasenmodulatoren und TE-TM-Modenwandlern zur Erzeugung von differentieller TE-TM-Phasenmodulation geeignet.

5

Neben den vorgenannten Ausführungsformen für die differentielle TE-TM-Phasenverschiebung $\phi(t)$ (z.B. Dreieckssignal) eignet sich ihre Erzeugung durch einen TE-TM-Wandler insbesondere dazu, um für $\phi(t)$ eine lineare Funktion der Zeit wählen zu können, so daß $\phi(t) = \Omega \cdot t$ ist, wobei Ω eine konstante Kreisfrequenz ist. Diese wird vorzugsweise niedrig im Vergleich zu den Frequenzen typischer zu kompensierender Polarisationsänderungen gewählt; vorzugsweise sollten folglich kleine Frequenzen im Bereich von 1 μHz (Mikrohertz) bis 1 kHz
10
15 verwendet werden.

Will man eine von der differentielle Phasenverschiebung $\phi(t)$ zeitunabhängige Ausgangspolarisation erhalten, so kann ein TE-TM-Phasenmodulator PH2 am Ausgang des Chips entsprechend
20 Figur 1 vorgesehen sein, aber es können ebensogut Wandler Pz mit voller Modenkonversion und Spannungen wie oben beschrieben auf die letzte reguläre Wandlerzelle folgen.

Je nach Ausführungsbeispiel kann es erforderlich sein, die
25 Steuerspannungen ($V1j$, $V2j$) der regulären Wandlerzellen gegenüber einer Ausführung des Polarisationsstransformators ohne differentielle Phasenverschiebung $\phi(t)$ im Rahmen des Regelbereichs zu verändern. Beispielsweise werden der TE-TM-Wandler 1 nach dem eingangsseitigen Wandler Pa und der TE-TM-Wandler
30 n vor dem ausgangsseitigen Wandler Pz so angesteuert, daß sie dann volle Modenkonversion ausüben, wenn sie in Abwesenheit der Wandler Pa, Pz keine Modenkonversion ausüben sollten und umgekehrt.

35 Alle Ausführungsbeispiele der Erfindung funktionieren auch für den Fall, daß Polarisationsmodendispersion vernachlässigt werden kann und der driftfreie Polarisationsstransformator le-

diglich zur Erzeugung eines bestimmten Ausgangs- aus einem gegebenen Eingangspolarisationszustand verwendet wird.

Die meisten Ausführungsbeispiele funktionieren auch im Fall in der Elektrotechnik üblicher einfacher Substitutionen wie z.B. Addition konstanter Signale oder Phasenwinkel oder Änderung des Vorzeichens von Phasenwinkeln oder Signalen.

In **Figur 3** ist das Prinzip einer Regeleinrichtung dargestellt. Einem Empfangsterminal RX wird ein optisches Signal OS zugeführt. Dieses durchläuft einen PMD-Kompensator K1 und wird anschließend in einer Fotodiode PD demoduliert, der ein Entscheider DFF nachgeschaltet ist. Das am Ausgang der Fotodiode abgegebene Basisbandsignal BB wird über ein Bandpaßfilter FI einer Meßeinrichtung ME, beispielsweise einem Gleichrichter, zugeführt, die über einen Regler MP mit Hilfe von Steuerspannungen V_{ij} den PMD-Kompensator steuert.

Die eigentliche PMD-Kompensation erfolgt dadurch, daß die Amplitudenwerte von V_{ij} (V_{xj} und V_{yj}) bzw. V_{0j} und die Phasenwinkel γ_j variiert werden. Durch den Kompensationsvorgang kann es auch zu einer kurzzeitigen Abweichung vom Ideal einer gleichanteilsfreien Steuerspannung/Elektrodenspannung kommen. Auch sind selbstverständlich zulässige Abweichungen von dem Ideal der gleichanteilsfreien Steuerspannung möglich. Im Regelfall können solche Abweichungen für den Kompensationsvorgang vernachlässigt werden.

Ob man V_{xj} und V_{yj} (bzw. V_{0j}) und γ_j bei der PMD-Kompensation variiert, also Parameter, die jeweils zwei Wandlerspannungen V_{1j} und V_{2j} gemeinsam beeinflussen können, oder ob man zu diesem Zweck einfach die Wandlerspannungen V_{1j} und V_{2j} jede für sich variiert, ist ohne Bedeutung, ebenso, wie es egal ist, ob man eine komplexe Zahl nach Betrag und Phase oder nach Real- und Imaginärteil darstellt.

Im einfachsten Fall wird zunächst eine der Elektrodenspannungen schrittweise variiert, wobei als Gütekriterium die gleichgerichtete Ausgangsspannung U_1 gilt, die an dem Bandpaßfilter FI, das als Mittenfrequenz die halbe Schrittfrequenz aufweist, gemessen wird.

Im einzelnen erfolgt die PMD-Kompensation, indem eine oder beide Elektrodenspannungen einer Wandlerzelle versuchsweise um eine vorgegebene Größe geändert wird/werden. Die gleichgerichtete Ausgangsspannung U_1 des Filters FI wird anschließend gemessen. Verbessert sich nach einer Änderung der Elektrodenspannung(en) diese Spannung U_1 , dann wird diese Änderung beibehalten oder eine nochmalige gleichgerichtete Änderung durchgeführt. Verringert sie sich dagegen, wird die Änderung zumindest teilweise zurückgenommen oder sogar durch eine Änderung vom Ausgangspunkt in der der ursprünglichen Änderungsrichtung entgegengesetzten Richtung ersetzt.

Danach werden die weiteren Elektrodenspannungen optimiert. Dabei kann es günstig sein, zunächst erst jede zweite, vierte, achte oder sechzehnte Elektrodenspannung zu optimieren, weil dies die besonders störende PMD-Anteile niedriger Ordnung am schnellsten kompensiert. Dieser Vorgang wird zyklisch wiederholt, bis das Optimum erreicht ist.

Das Maximum ist erreicht, wenn die Augenöffnung des Basisbandsignals maximal ist, also bei einer unverzerrten optimalen Übertragung. Als Maß dafür dient die gleichgerichtete Spannung U_1 .

Alternativ dazu kann man Veränderungen der Elektrodenspannung(en) vom bisherigen Arbeitspunkt aus probeweise in beide Richtungen durchführen. Man kann dann aus Differenzen der gleichgerichteten Spannung U_1 näherungsweise einen Gradienten dieser gleichgerichteten Spannung U_1 ermitteln, und sie dann in Richtung des Gradienten so verändern, daß sie einem Maximum zustrebt.

Bei der zyklischen Wiederholung des Regelungsvorgangs kann es zweckmäßig sein kann, die Beträge der an den Elektroden anliegenden zu optimierenden Spannungen zunächst etwas zu reduzieren, da ein Überschreiten der zulässigen Elektrodenspannungsbeträge so verhindert werden kann. Zusätzlich oder alternativ dazu kann die Elektrodenspannung bei jedem Durchgang begrenzt werden.

Falls man bereit ist, eine kompliziertere Verdrahtung auf dem Chip in Kauf zu nehmen, beispielsweise Überkreuzungen von elektrischen Leitungen mittels isolierender Zwischenschichten, so kann eine Variante K3 des Kompensators entsprechend Figur 4 realisiert werden. Die Zinken der Modenwandler-Elektroden E11 und E21; E12 und E22, bis E1n und E2n liegen hier jeweils nacheinander zwischen zwei Zinken der Masse-Elektrode M und bilden Wandlerzellen PVj. Bei gleichen Maximalstärken der elektrischen Felder, welche durch Materialkonstanten begrenzt sind, kann diese Variante Polarisations-Transformation auf einer etwas kürzeren Strecke ausführen als der Polarisations-
transformator nach Figur 1 und bietet daher eine größere Variabilität der Polarisations-Transformation bei gleicher Gesamtlänge des Chips. Außerdem sind wegen der geringeren Elektrodenabstände die zur Erzeugung einer bestimmten Feldstärke benötigten Elektrodenspannungen geringer.

Die Periodizität der Elektrodenzinken beträgt weiterhin L, deren Breite und die Abstände betragen etwa L/6. Die Erfordernisse, Abstände L/4 und 3L/4 einzuführen entfällt. Es ist ein einziger TE-TM-Phasenmodulator PH1 am Eingang des Chips vorgesehen. Zur Ansteuerung der Elektroden werden wieder Steuerspannungen $V1j = V0j \cdot \cos(\gamma j - \phi(t))$ bzw. $V2j = V0j \cdot \cos(\gamma j - \alpha j - \phi(t))$ verwendet. Da die Elektroden in Abständen von 1/3 einer Schwebungswellenlänge aufeinanderfolgen, ist in diesem Ausführungsbeispiel geometriebedingt $\alpha j = \pm \pi/3$. Dabei bestimmt V0j wieder die Stärke der TE-TM-Modenwandlung. Die Größe γj kann ebenso wie V0j im Laufe der Zeit verändert werden, um den Erfordernissen der PMD-Kompensation nachzukommen.

Neben X-Schnitt mit Y-Ausbreitungsrichtung eines Lithiumniobatkristalls können noch viele weitere Ausführungsbeispiele gewählt werden, beispielsweise solche in Halbleitern. Ebenso
5 kann man Lithiumniobat mit Z-Schnitt und Y-Ausbreitungsrichtung verwenden. Gegenüber den vorbeschriebenen Ausführungsbeispielen sind kristallographische X- und Z-Achse gegeneinander vertauscht. Statt periodischer vertikaler
10 (in X-Richtung verlaufender) Felder müssen jetzt periodische horizontale (wiederum in X-Richtung verlaufende) Felder angelegt werden. Einen derartigen Modenwandler oder eine Modenwandlerzelle PMCj zeigt **Figur 17**. Zwischen Chipoberfläche und Elektroden sowie zwischen Elektroden können die üblichen isolierenden Pufferschichten aufgebracht sein. Auf jeder Seite
15 des Wellenleiters WG sind kammförmige Elektroden EMC11j, EMC12j, EMC21j, EMC22j angebracht. Die Elektroden EMC11j, EMC12j auf einer Seite werden mit Modenwandlerspannungen V1j bzw. -V1j beaufschlagt. Die Elektroden EMC21j, EMC22j auf der anderen Seite werden mit Spannungen V2j und -V2j beauf-
20 schlagt. Sie sind gegenüber den Elektroden auf der vorgenannten Seite um ein Viertel $L/4$ einer Schwebungswellenlänge L in Ausbreitungsrichtung Y verschoben. Auch die Elektrodenabstände auf einer Seite des Wellenleiters und die Elektrodenbreite beträgt etwa $L/4$. Die beiden kammförmigen Elektroden auf je-
25 weils einer Seite sind durch eine isolierende Zwischenschicht an den Überkreuzungspunkten gegeneinander isoliert, besitzen Perioden von jeweils einer Schwebungswellenlänge L und sind gegeneinander um die Hälfte $L/2$ einer Schwebungswellenlänge L verschoben. Durch Modenwandlerspannungen V1j und V2j und die
30 davon abhängigen invertierten Spannungen -V1j, -V2j (d.h., die gegenüber den Spannungen V1j und V2j gerade entgegengesetzten Spannungen) kann Modenwandlung in Phase und in Quadratur ausgeübt werden, was endlose Polarisationsumwandlung und PMD-Kompensation erlaubt. In diesem Ausführungsbeispiel beträgt der Winkel α 90° . Dieser Modenwandler oder
35 diese Modenwandlerzelle kann die Modenwandler(zellen) P1 ... Pz, Pa, Pz in den vorgenannten Ausführungsbeispielen erset-

zen. Dies gilt nicht nur in Ausführungsbeispielen mit vor- und ggf. nachgeschalteten Modenwandlern Pa, Pz oder differentiellen Phasenschiebern PH1, PH2, sondern auch für Polarisations-
transformatoren und PMD-Kompensatoren, welche bezüglich
5 DC-Drift unempfindlich sind und derartige Einrichtungen nicht benötigen. Auch Ausführungsbeispiele z.B. mit $\alpha = 120^\circ$ oder $\alpha = 60^\circ$ sind durch andere Elektrodenanordnungen denkbar.

In einem anderen Ausführungsbeispiel der **Figur 18** wird eine der Modenwandlerelektroden auf einer Seite des Wellenleiters
10 weggelassen. Auf der anderen Seite werden beide Elektroden durch eine Masseelektrode EMC ersetzt, welche auch kammförmig ausgeführt sein kann. Dieses Ausführungsbeispiel eines Modenwandlers PMj erlaubt Modenwandlung ebenfalls in beiden Quadraturen, aber nur dadurch, daß neben einer ersten Modenwandlerelektrode EMC11j mit Spannung V1j noch eine zweite Modenwandlerelektrode EMC21j mit Spannung V2j vorgesehen ist. Die
15 beiden Elektroden sind um ein ungeradzahliges Vielfaches $3L/4$ eines Viertels $L/4$ einer Schwebungswellenlänge L in Ausbreitungsrichtung Y auf einem Chip SUB gegeneinander versetzt, so wie in Figur 1, dort allerdings durch die etwas anders ge-
20 stalteten Elektroden E1j, E2j ($j = 1 \dots n$) ausgeführt, dargestellt. Zur Erzielung großer in Phase und in Quadratur frei wählbarer Modenwandlungsgrade sind mehrere oder viele Modenwandlerzellen PMj zu kaskadieren.

25 Während die vorgenannten Ausführungsbeispiele Polarisations-
transformatoren mit TE- und TM-Hauptpolarisationen und Modenwandlern betrafen, welche diese TE- und TM-Wellen ineinander umwandeln konnten, werden jetzt Ausführungsbeispiele erläu-
30 tert, bei welchen modenwandelbare und Hauptpolarisationen rechts- und linkszirkuläre Polarisationen sind. Die vom Modenwandler gewandelten Polarisationen sind immer auch Hauptpolarisationen (principal states-of-polarization) des zwischen Modenwandlern verlaufenden doppelbrechenden Wellenlei-
35 ters.

In IEEE J. Lightwave Techn. 6(1988)7, S. 1199-1207 ist ein Polarisationstransformator beschrieben, der auf einem nicht doppelbrechenden Substratmaterial realisiert ist. Dieser kann jede beliebige Polarisation endlos in zirkuläre Polarisation
5 überführen oder umgekehrt und besitzt eine sehr geringe Verzögerung, die im Idealfall nur maximal π betragen muß. Er arbeitet als Modenwandler für zirkuläre Polarisationen, wobei die Phasenverzögerung zwischen diesen zirkulären Polarisatio-
10 nen beliebig und endlos gewählt werden kann. Die möglichen Eigenmoden dieses Polarisationstransformators sind die linearen Polarisationen.

Ähnliche Polarisationstransformatoren finden sich in IEEE J. Lightwave Techn. 8(1990), S. 438-458 und IEEE Photon. Techn. Lett. 4(1992), S. 503-505. Jene letzteren besitzen bei Addi-
15 tion der Verzögerungen der einzelnen Bestandteile Verzögerungen, die 2π oder mehr betragen, können dafür aber auch jede beliebige in jede beliebige andere Polarisation überführen. Im Tagungsband zur Optical Fiber Communications Conference and International Conference on Integrated Optics and Optical
20 Fiber Communications (OFC/IOOC '99), postdeadline paper volume, PD29, San Diego, 21-26 Feb. 1999 wurde berichtet, daß PMD-Kompensatoren aus einer Reihe von differentiellen Verzögerungssektionen aufgebaut werden können, daß die dazwischen-
liegenden Polarisationstransformatoren jede beliebige Polari-
25 sation in eine Hauptpolarisation (principal state-of-polarization) der darauffolgenden differentiellen Verzögerungssektion überführen können muß.

Als Verzögerungssektion eignen sich beispielsweise doppelbrechende Lichtwellenleiter (z.B. PANDA-Faser), welche lineare
30 Hauptpolarisationen besitzen.

Erfindungsgemäß wird einem Modenwandler zirkularer Polarisationen eine Viertelwellenplatte nachgeschaltet. Bei Bedarf wird eine andere Viertelwellenplatte vorgeschaltet. Dadurch
35 entsteht ein Polarisationstransformator, welcher lineare Polarisationen mit $\pm 45^\circ$ Erhebungswinkel ineinander umwandeln kann.

Durch Kaskadieren mehrerer solcher Polarisationstransformatoren mit dazwischengeschalteten und am Ende des letzten nachgeschalteten polarisationserhaltenden Lichtwellenleitern, welche so orientiert sind, daß sie $\pm 45^\circ$ Erhebungswinkel der linear polarisierten Hauptpolarisationen (principal states-of-polarization) aufweisen, und die außerdem zwischen diesen Hauptpolarisationen differentielle Gruppenlaufzeiten aufweisen, entsteht ein einfacher Kompensator von Polarisationsmodendispersion.

Im Bereich der Modenwandler der zirkularen Polarisationen sind jedoch die Hauptpolarisationen der vor- und/oder nachgeschalteten polarisationsmodendispersiven Elemente zirkular.

In einem Ausführungsbeispiel nach **Figur 9** (Schnitt: **Figur 10**) besteht der Polarisationstransformator aus einem Lithiumiobatkristall mit X-Schnitt und Z-Ausbreitungsrichtung. Durch Eindiffusion von Titan wurde im Kristall SUB ein Wellenleiter WG erzeugt. Auf dem Kristall kann - aber muß nicht - eine isolierende Pufferschicht PUF aufgebracht sein, beispielsweise aus Siliziumdioxid. Ebenso wie der Kristall ist sie bei der Betriebswellenlänge transparent. Auf der Pufferschicht oder auf dem Kristall sind leitende Elektroden EL_i , EM_i , ER_i ($i = 1 \dots n$) aufgedampft. Hier sei $n = 4$, aber auch andere Werte sind möglich. Diese Elektroden können aus Metall, beispielsweise Aluminium bestehen, aber auch aus transparenten leitfähigen Materialien wie Indium-Zinn-Oxid (ITO). Im Ausführungsbeispiel ist die Pufferschicht PUF nur unter der mittleren Elektrode vorhanden. Dies hat den Vorteil, daß Felder, die nur zwischen den äußeren Elektroden EL_i , ER_i bestehen, keiner DC-Drift unterworfen sind. Eine vergrößerte Dämpfung durch Elektrodenleitfähigkeit tritt nicht oder in nur sehr geringem Maße ein, weil die optische Welle im Bereich der äußeren Elektroden EL_i , ER_i schon sehr stark abgeklungen ist.

Die Elektroden EL_i , EM_i , ER_i sind segmentiert, so daß 4 Polarisationsstellglieder SBC_i ($i = 1 \dots 4$) vorhanden sind. Die Mittelelektroden EM_i befinden sich über dem Wellenleiter, linke und rechte Elektroden EL_i , ER_i sind parallel auf beiden
5 Seiten des Wellenleiters WG angebracht. Einzelne Elektroden verschiedener Segmente können auch miteinander verbunden sein, beispielsweise alle Elektroden EM_i . Durch Anlegen entgegengesetzter Spannungen UP_i ($i = 1 \dots 4$) zwischen den äußeren Elektroden ER_i , EL_i wird eine differentielle Phasenverschiebung zwischen den transversal elektrischen (TE-) und den
10 transversal magnetischen (TM-) Wellen erzeugt. Aufgrund unvermeidlicher Wellenleiterdoppelbrechung sind in der Regel von Null verschiedene Spannungswerte UP_{i0} der Spannungen UP_i erforderlich, um Phasenanpassung, d.h. verschwindende TE-TM-
15 Phasenverschiebung zu erzielen. Statt der Z-Ausbreitungsrichtung können deshalb auch andere Ausbreitungsrichtungen gewählt werden, welche sich der Z-Achse bis auf wenige Grade annähern, denn dadurch läßt sich die Wellenleiterdoppelbrechung mit Hilfe des geringfügig doppelbrechenden
20 Kristallschnitts näherungsweise ausgleichen. In der Regel sind trotzdem Spannungswerte UP_{i0} ungleich Null erforderlich zur Phasenanpassung, den dieser Ausgleich ist i.a. unvollständig.

Legt man an den äußeren Elektroden EL_i , ER_i gegenüber der
25 Mittelelektrode EM_i gleichgerichtete Spannungen UC_i ($i = 1 \dots 4$) an, so erhält man TE-TM-Modenkonversion. Bei verschwindender Spannung UC_i ist die Modenkonversion idealerweise gleich Null, doch schon bei geringfügiger lateraler Verschiebung der Elektroden in Y-Richtung gegenüber dem Wellenleiter kann dafür eine Spannung UC_{i0} notwendig sein.
30 Durch Kombination von entgegen- und von gleichgerichteten Spannungen UP_i und UC_i läßt sich jede beliebige Kombination von TE-TM-Phasenverschiebung und TE-TM-Modenkonversion erreichen. Man nennt ein solches Polarisationsstellglied auch einen Soleil-Babinet-Kompensator SBC. Die Verzögerung ψ_i des
35 SBC_i ergibt sich durch geometrische Addition der TE-TM-Phasenverschiebung ohne Modenkonversion und der TE-TM-

Modenkonzersion ohne Phasenverschiebung, also $\psi_i = \sqrt{(bb * (UC_i - UC_{i0}))^2 + (aa * (UP_i - UP_{i0}))^2}$. Die Verzögerung ψ_i sei im folgenden stets als positiv verstanden; negative Verzögerungen werden durch positive bezüglich vertauschter Eigenmoden dargestellt. Die Konstanten aa , bb sind durch Überlappintegrale zwischen elektrischen und optischen Feldern bestimmt. Ein SBC wirkt als lineare optische Wellenplatte der Verzögerung ψ mit orthogonalen, linear polarisierten Eigenmoden. Der Tangens des Doppelten eines Erhebungswinkels eines dieser Eigenmoden ist proportional zum Verhältnis $(bb * (UC_i - UC_{i0})) / (aa * (UP_i - UP_{i0}))$. Wie bereits bemerkt, ist UC_{i0} im Idealfall gleich Null.

Zur Polarisationsstransformation eines zirkularen in jeden beliebigen Polarisationszustand oder umgekehrt kann ein SBC_i eine Verzögerung $\psi_i = 0 \dots \pi$ aufweisen, siehe IEEE J. Lightwave Techn. 6(1988)7, S. 1199-1207. Es läßt sich noch nachweisen, daß eine Aufteilung eines SBC in mehrere, wobei die Einstellbarkeit der Summe der Verzögerungen dieselbe sei wie die Einstellbarkeit des aufgeteilten SBC, stets ebenfalls die gewünschten Polarisationsstransformationen ermöglicht. So können zur Transformation eines zirkularen in jeden beliebigen Polarisationszustand oder umgekehrt beispielsweise auch zwei SBCs mit Verzögerungen von jeweils $0 \dots \pi/2$ verwendet werden. Dazu dienen in Figur 9 SBC_2 und SBC_3 . Ausgangsseitig ist ein ähnlich aufgebauter SBC_4 vorhanden. Vorzugsweise wirkt er als Viertelwellenplatte mit Eigenmoden, welche parallel bzw. senkrecht zur Chipoberfläche liegen. Um die Baulänge zu minimieren, wird der Wellenleiter WG in oder kurz vor SBC_4 um einen Winkel WI gekrümmt. Auf diese Krümmung kann aber auch verzichtet werden. Die Krümmung hat den Vorteil, daß sich auch die Materialdoppelbrechung des Substratmaterials auswirkt, so daß SBC_4 eine kürzere Baulänge besitzen kann als SBC_2 oder SBC_3 . In diesem bevorzugten Fall sind bei geeigneter Längenwahl gar keine Elektroden für SBC_4 erforderlich, weil das entsprechende Wellenleiterstück schon von selbst als solche Viertelwellenplatte wirkt. Um unvermeidliche, in ihrer Amplitude allerdings in der Regel nicht beson-

ders bedeutende Ungenauigkeiten ausgleichen zu können, sind die kürzeren Elektroden ER4, EM4, EL4 jedoch zweckmäßig und ausreichend. Durch eine Spannung UP4 läßt sich die Verzögerung von SBC4 (mit 0°- und 90°-Eigenmoden) auf den geforderten Wert $\psi_4 = \pi/2$ oder $\psi_4 = -\pi/2$ einstellen. Wegen fehlender Pufferschicht unter Elektroden ER4, EL4 ist diese Spannung nicht oder nur kleiner DC-Drift unterworfen. Eine Spannung UC4 ist nicht erforderlich. Abweichungen von UC4 und UP4 gegenüber diesen Werten können temporär zum Ausgleich nichtidealen Verhaltens von Polarisationsstransformatoren oder zu anderen Zwecken durchaus toleriert werden, denn die Zeitkonstanten der DC-Drift sind sehr groß.

Ausgangsseitig ist ein polarisationserhaltender Lichtwellenleiter PMFB angeschlossen, dessen Hauptpolarisationen (Achsen) Winkel von 45° zur Chipoberfläche aufweisen. Da zirkuläre Polarisation am Eingang von SBC4 in $\pm 45^\circ$ -Polarisation am Ende von SBC4 transformiert wird, wirken SBC2, SBC3 als ein Polarisationsstransformator, welcher in einem Kompensator von Polarisationsmodendispersion (PMD-Kompensator) eingesetzt werden kann. Aus Symmetriegründen und zur leichteren Ansteuerbarkeit des Polarisationsstransformators ist der Eingang des Chip ebenso aufgebaut: Auf einen polarisationserhaltenden Lichtwellenleiter PMFA mit 45°-Winkel zwischen Hauptpolarisationen und Chipoberfläche folgt der unter einem Winkel WI verlaufende, kurze Soleil-Babinet-Kompensator SBC1, dessen Elektroden bei Längen- und Winkelwahl als Viertelwellenplatte wie bei Soleil-Babinet-Kompensator SBC4 auch weggelassen werden könnten. Anschließend folgen die Soleil-Babinet-Kompensatoren SBC2, SBC3. Der Winkel WI zwischen dem Verlauf des Wellenleiters WG im Bereich der SBC2, SBC3 und dem Verlauf in SBC1, SBC4 führt nicht zu Schwierigkeiten bei der Kopplung zu den Lichtwellenleitern PMFA, PMFB, denn die Stirnflächen des Chip können in gewissen Grenzen unter beliebigen Winkeln geschnitten werden. Der Winkel, unter dem die Lichtwellenleiter PMFA, PMFB gegenüber den Wellenleitern in den Soleil-Babinet-Kompensatoren SBC1, SBC4 auftreten, be-

stimmt sich aus dem Winkel der Chipstirnflächen, den Brechzahlen und dem Brechungsgesetz.

Der Chip wird so betrieben, daß die Soleil-Babinet-

Kompensatoren SBC1, SBC4 als Viertelwellenplatten mit linea-

ren Eigenmoden, welche parallel bzw. senkrecht zur Chipober-

fläche verlaufen. SBC2, SBC3 werden zusammen als SBC mit ei-

ner zwischen 0 und mindestens π veränderbaren Verzögerung be-

trieben. Die Segmentierung in SBC2, SBC3 mit Verzögerungen

$\psi_2 = 0 \dots$ mindestens $\pi/2$, $\psi_3 = 0 \dots$ mindestens $\pi/2$ bietet

wegen der gleichzeitig vorhandenen individuellen Variabilität

der Eigenmoden eine bessere Ausgleichsmöglichkeit gegenüber

unvermeidlichen Ungenauigkeiten als ein unsegmentierter SBC,

doch auf die Segmentierung kann auch verzichtet werden zu-

gunsten einer reduzierten Anzahl von Steuerspannungen. Es

können aber auch noch mehr Segmente vorgesehen sein, ggf. mit

größeren erreichbaren Gesamtverzögerungen. Je nachdem, ob die

PMFA, PMFB unter um 90° gegeneinander versetzten oder unter

gleichen Erhebungswinkeln gleicher Hauptpolarisationen an den

Stirnflächen des Chip montiert sind, ergibt sich eine Additi-

on oder Subtraktion der differentiellen Gruppenlaufzeiten bei

einer Verzögerung von 0. Falls eine der Viertelwellenplatten

SBC1, SBC4 durch evtl. unterschiedlich gestaltete Längen

und/oder Winkel W_1 alternativ dazu als Dreiviertelwellenplat-

te ausgeführt wird, ändert sich die Funktion gerade so, daß

Addition und Subtraktion vertauscht werden.

In **Figur 11** ist schließlich ein PMD-Kompensator mit mehreren

so aufgebauten Polarisationsstransformatoren SUB1 ... SUB4 und

dazwischen bzw. nachgeschalteten polarisationserhaltenden

Lichtwellenleitern PMF1 ... PMF4 mit differentiellen Gruppen-

laufzeiten und unter $\pm 45^\circ$ zu den Chipoberflächen verlaufenden

linear polarisierten Hauptpolarisationen gezeichnet. Gegen-

über dem Stand der Technik ergibt sich so eine deutlich redu-

zierte Baulänge der Polarisationsstransformatoren, eine ver-

einfachte Ansteuerung und vor allem erfindungsgemäß eine bes-

essere Unterdrückbarkeit von DC-Drift. Die Chipeingänge sind

IN1 ... IN4, die Chipausgänge sind OUT1 ... OUT4, der Chip-

eingang IN1 ist gleichzeitig Eingang IN des PMD-Kompensators,

der Ausgang OUT des Lichtwellenleiters PMF4 ist Ausgang des PMD-Kompensators. Eine bestimmte, z.B. die langsamere Hauptpolarisation der Lichtwellenleiter PMF1 ... PMF4 ist jeweils an Chipausgängen OUT1, OUT2, OUT3 unter 45° , an Chipeingängen IN2, IN3, IN4 unter -45° bezüglich der y-Achse einjustiert. Unter der Voraussetzung, daß SBC1 und SBC4 in den Polarisationsstransformatoren SUB1 ... SUB4 tatsächlich als Viertelwellenplatten gleicher Eigenmoden arbeiten - dabei bildet SBC1 in SUB1 eine Ausnahme, weil dort kein polarisationserhaltender Lichtwellenleiter angeschlossen ist -, werden deshalb durch SBC1 und SBC4 jeweils die zirkuläre Hauptpolarisation am Anfang von SBC4 jedes der Chips SUB1 ... SUB 3 in dieselbe zirkuläre Hauptpolarisation am Ende von SBC1 jedes der Chips SUB2 ... SUB4 übergeführt. Dies bedeutet, daß bei Verzögerungen $\psi_2 = 0$ und $\psi_3 = 0$ in jedem der Chips SUB2 ... SUB4 sich die differentiellen Gruppenlaufzeiten der polarisationserhaltenden Lichtwellenleiter PMF1 ... PMF4 addieren.

SBC2 und SBC3 auf jedem der Substrate SUB1 ... SUB4 bilden zusammen je einen Modenwandler P_i ($i = 1 \dots m$, wobei in Figur 11 $m = 4$ ist) mit zirkulären Polarisationen als wandelbaren Polarisationen und gleichzeitig Hauptpolarisationen des Wellenleiters bei Abwesenheit von Modenwandlung und gleichzeitig Hauptpolarisationen des benachbarte Modenwandler P_i und $P(i+1)$ verbindenden gesamten Wellenleiters.

In **Figur 12** ist der Aufbau des Substrats SUB1 zu sehen. Die Soleil-Babinet-Kompensatoren SBC2, SBC3 bilden dort den Modenwandler zirkularer Polarisationen, und durch den Soleil-Babinet-Kompensator SBC4 ergeben sich am Ausgang von SBC3 zirkuläre Hauptpolarisationen des folgenden polarisationsabhängigen Lichtwellenleiters PMF1. Ein als Viertelwellenplatte arbeitendes Bauelement SBC1 und eine Wellenleiterkrümmung vor SBC2 ist auf dem Substrat SUB1 nicht zweckmäßig oder erforderlich bzw. vorgesehen. Stattdessen ist ein Soleil-Babinet-Kompensator SBCa vorgesehen. Er arbeitet mit voller Modenwandlung als rotierende Wellenplatte

mit der Verzögerung $\psi_a = \pi$. Dazu ist erforderlich, daß $V_{1a} = V_{xa} \cdot \cos(\gamma_a - \phi(t)/2)$ und $V_{2a} = V_{ya} \cdot \cos(\gamma_a - \alpha_a - \phi(t)/2)$ ist, wobei $(U_{Pa} - U_{Pa0}) = V_{1a}$, $V_{xa} = \pi/a_a$, $(U_{Ca} - U_{Ca0}) = V_{2a}$, $V_{ya} = \pi/b_b$ ist. Es wird z.B. $\phi(t) = \Omega \cdot t$ gewählt, wobei Ω wiederum
 5 eine niedrige Winkelgeschwindigkeit ist. Gleiche Spannungsfestigkeit der Elektroden vorausgesetzt, ist die Länge des Soleil-Babinet-Kompensators SBC_a gleich der Summe der Längen der SBC_2 , SBC_3 .

Die Modenwandler SBC_2 , SBC_3 auf den Substraten SUB_j ($j = 1$
 10 ... 4) könnten prinzipiell parallel geschaltet werden. In diesem Fall gilt, daß sie mit Spannungen $(U_{Pj} - U_{Pj0}) = V_{1j}$, $(U_{Cj} - U_{Cj0}) = V_{2j}$ betrieben werden, wobei erfindungsgemäß $V_{1j} = V_{xj} \cdot \cos(\gamma_j - \phi(t))$ bzw. $V_{2j} = V_{yj} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$; $j = 1$
 ... 4 ist. Eine größere Variabilität gegenüber nichtidealer
 15 Realisierung dieser SBC_2 , SBC_3 und anderer Bauelemente erhält man aber dann, wenn man gegenüber diesen Spannungen zusätzliche Variationen zuläßt, die so ausgeführt werden, daß sich stets die gewünschte Polarisationsumwandlung oder PMD-Kompensation ergibt.

Bei exakter Justage der Elektroden EM_j ($j = 1 \dots 4$, a) über
 20 den Wellenleitern WG ist $U_{Cj0} = 0$. Des weiteren liegen unter den Elektroden EL_j , ER_j keine Pufferschichten, so daß dort auch im Fall U_{Pj0} ungleich 0 keine DC-Drift auftritt. Die einzigen Stellen, an denen DC-Drift normalerweise aufträte,
 25 wären die Elektroden EM_j . Da diese aber mittelwertfreie Spannungen erhalten, wird DC-Drift auch in diesem Ausführungsbeispiel erfindungsgemäß vermieden.

Statt des Modenwandlers SBC_a kann auch ein zirkularer Retarder wie z.B. ein Faraday-Rotator oder eine Drehung des Substrats SUB_1 verwendet werden, dessen Phasenverzögerung $\phi(t)$
 30 zwischen diesen Eigenmoden (und gleichzeitig Hauptpolarisationen der darauf folgenden Lichtwellenleiterstücke) wie schon in früheren Ausführungsbeispielen die Bedingungen erfüllen,
 35 daß die Mittelwerte der Funktionen $\cos(\phi(t))$ und $\sin(\phi(t))$ verschwinden.

Anhand von **Figur 13** wird eine weitere Klasse von Ausführungsbeispielen der Erfindung erläutert, die jedoch weiterhin auf demselben Erfindungsgedanken beruht.

Ähnlich wie in den Figuren 10 und 12 ist ein Lithiumniobat-substrat SUB mit X-Schnitt und Z-Ausbreitungsrichtung vorgesehen. Die Pufferschicht PUF ist durchgehend, könnte aber auch so wie in Figur 10 ausgeführt sein oder - bei transparenten Elektroden - ganz entfallen. Ein Wellenleiter WG wird von drei longitudinal segmentierten Elektroden bedeckt bzw. seitlich begleitet. Die Elektroden ELi, EMi, ERi sind so segmentiert, daß $n = 8$ Polarisationsstellglieder SBCi ($i = 1 \dots n$) vorhanden sind. Die an diese Elektroden angelegten Spannungen sind UPi und UCi gemäß Figur 10. Auch andere Zahlen n sind möglich.

Wie bereits bemerkt, kann zur Polarisations-Transformation eines zirkularen in jeden beliebigen Polarisationszustand oder umgekehrt kann ein SBCi eine Verzögerung $\psi_i = 0 \dots \pi$ aufweisen, siehe Noé, R., Heidrich, H., Hoffmann, D., Endless polarization control systems for coherent optics, IEEE J. Lightwave Techn. 6(1988)7, S. 1199-1207. Er kann wie dort beschrieben durch einen weiteren ergänzt werden. Zur Polarisations-Transformation eines linearen in jeden beliebigen Polarisationszustand oder umgekehrt können zwei SBC mit Verzögerungen $\pi/2$, π in beliebiger Reihenfolge verwendet werden, also eine elektrooptische drehbare Viertel- und eine Halbwellenplatte.

Zur Transformation jedes beliebigen in jeden beliebigen anderen Polarisationszustand wurden zwei SBCi mit Verzögerungen $\psi_i = 0 \dots 2\pi$ verwendet, siehe N.G. Walker, G.R. Walker, 'Polarization control for coherent communications', IEEE J. Lightwave Techn. 8(1990), S. 438-458. Zu diesem Zweck lassen sich auch drei SBCs mit Verzögerungen $\pi/2$, π , $\pi/2$ verwenden, also elektrooptische drehbare Viertel-, Halb- und wiederum Viertelwellenplatte, siehe F. Heismann, M.S. Whalen, 'Fast automatic polarization control system', IEEE Photon. Techn. Lett. 4(1992), S. 503-505. Des weiteren reicht dazu auch ein

SBC mit Verzögerung $0 \dots \pi$ und ein weiterer mit Verzögerung π aus.

Außerdem könne statt einer gefundenen Konfiguration mit Maximalwerten ψ_{\max} der Verzögerungen ψ_i stets auch solche Kon-

- 5 figurationen verwendet werden, bei denen eine oder mehrere Verzögerungen ψ_i zwischen kleineren Werten oder Null und diesem Maximalwert ψ_{\max} frei gewählt werden können. Dies bedeutet, daß zur Transformation jedes beliebigen in jeden beliebigen anderen Polarisationszustand beispielsweise drei
- 10 SBCs mit Verzögerungen $\psi_1 = 0 \dots \pi/2$, $\psi_2 = 0 \dots \pi$, $\psi_3 = 0 \dots \pi/2$ verwendet werden können oder zwei SBCs mit Verzögerungen $\psi_1 = 0 \dots \pi$, $\psi_2 = 0 \dots \pi$. Ebenso können zur Transformation eines linearen in jeden beliebigen Polarisationszustand oder umgekehrt können zwei SBC mit Verzögerungen $\psi_1 =$
- 15 $0 \dots \pi/2$, $\psi_2 = 0 \dots \pi$ in beliebiger Reihenfolge verwendet werden.

- Schließlich ermöglicht eine Aufteilung eines SBC in mehrere, wobei die Einstellbarkeit der Summe der Verzögerungen dieselbe sei wie die Einstellbarkeit des aufgeteilten SBC,
- 20 stets ebenfalls die gewünschten Polarisationstransformationen. So können zur Transformation eines zirkularen in jeden beliebigen Polarisationszustand oder umgekehrt beispielsweise auch zwei, zur Transformation eines linearen in jeden beliebigen Polarisationszustand oder umgekehrt drei und zur Trans-
- 25 formation jedes beliebigen in jeden beliebigen anderen Polarisationszustand vier SBCs mit Verzögerungen von jeweils $0 \dots \pi/2$ verwendet werden. In jedem Fall können auch weitere SBC hinzugefügt werden.

- 30 Betreffend Funktionalität von Polarisationstransformatoren wurde im Tagungsband 3 der European Conference on Optical Communication, 20.-24. September 1998, Madrid, Spanien, auf den Seiten 55, 57 berichtet, daß ein Polarisationstransformator innerhalb eines PMD-Kompensators in der Lage sein solle,
- 35 eine Hauptpolarisation einer differentiellen Verzögerungssektion in jede beliebige Polarisation endlos umzuformen. Entsprechend dem oben Gesagten ist im Fall zirkularer Hauptpola-

risationen dazu ein SBC mit Verzögerung $0 \dots \pi$ ausreichend. Im Fall linearer Hauptpolarisationen werden dazu z.B. 2 SBC mit Verzögerungen π , $\pi/2$ oder $0 \dots \pi$, $0 \dots \pi/2$ in beliebiger Reihenfolge benötigt. In jedem dieser Fälle ist eine Unterteilung in mehr SBCs oder solche mit individuell oder insgesamt größeren Maximalverzögerungen - wie schon beschrieben - möglich. In der Literaturstelle ist auch die Aufteilung der notwendigen Polarisationsstransformation auf mehrere Modenwandler mit unvollständiger Modenwandlung, getrennt durch differentielle Verzögerungssektionen, demonstriert. Aus dem Gesagten ergibt sich, daß mindestens ein Modenwandler wie z.B. ein SBC als Polarisationsstransformator verwendet werden kann. Und je mehr Modenwandler oder SBCs vorhanden sind und je größere Verzögerungen diese besitzen, desto funktionell nutzbarer wird der Polarisationsstransformator als Teil des PMD-Kompensators.

Im Ausführungsbeispiel der Figur 13 ist der Fall einer allgemeinen Zahl n gezeichnet, doch alle vorgenannten Fälle können durch Weglassen einzelner oder Verbinden benachbarter Soleil-Babinet-Kompensatoren (SBCs) realisiert werden. Bezogen auf den zuvor genannten Fall werden vier solche benachbarte SBCs hier für die normale Polarisationsstransformation verwendet. Ein weiteres Beispiel im Fall linearer Hauptpolarisationen sind 2 SBCs mit Verzögerungen π , $\pi/2$ oder $0 \dots \pi$, $0 \dots \pi/2$ in beliebiger Reihenfolge.

Als alternative Ausführungsbeispiele mit allerdings reduzierter Funktionalität sei noch erwähnt, daß entweder die Phasenschieberspannung U_{Pi} konstant, z.B. gleich U_{Pi0} oder gleich Null gewählt werden kann, oder daß die Modenkonversionsspannung U_{Ci} konstant oder gleich Null gewählt werden kann. Im letztgenannten Fall kann die Elektrode EM_i fortgelassen werden. Der Einfachheit halber wird im folgenden stets von SBCs geredet, auch wenn u.U. diese vereinfachten Polarisationsstellelemente verwendet werden können.

Als weitere Ausführungsbeispiele können alle Modenwandler, welche Modenwandlung in Phase und in Quadratur gestatten,

verwendet werden. Dies sind insbesondere alle Modenwandler(zellen), ggf. kaskadiert, so daß abwechselnd Kammelektroden, welche Modenwandlung in Phase, und Kammelektroden, welche Modenwandlung in Quadratur erlauben, aufeinanderfolgen, die weiter oben mit den Bezeichnern P_1 , P_j , P_n , PV_1 , PV_j , PV_n , PMC_j , PM_j eingeführt wurden. Dies ergibt sich daraus, daß Soleil-Babinet-Kompensatoren Modenwandler zirkularer Polarisationen, die vorgenannten Polarisationsstellglieder aber Modenwandler von TE- und TM-Polarisationen sind, jeweils in beiden Quadraturen wählbar.

Die Spannungen UP_j (j sei ein Laufindex, ebenso wie i) werden dann durch die Spannungen V_{1j} , die Spannungen UC_j durch die Spannungen V_{2j} ersetzt. Ein Soleil-Babinet-Kompensator SBC_j kann durch einen Modenwandler PV_j oder durch mehrere kaskadierte Modenwandlerzellen P_j oder PM_j ersetzt werden.

Normalerweise werden die SBCs nicht durch konstante Spannungen betrieben, denn Sinn des Polarisationstransformators ist es i.a., eine variable Polarisation am Ausgang einer Lichtwellenleiter-Übertragungsstrecke, in einem Kompensator von Polarisationsmodendispersion und in ähnlichen Anwendungsfällen in andere gewünschte Polarisationen überzuführen, wobei diese Polarisationen i.a. variabel sind. Deshalb wird der Polarisationstransformator normalerweise von variablen Spannungsquellen angesteuert, die ihre Informationen von einem Regler erhalten. Der Regler ist ebenso wie der Polarisationstransformator Teil eines Polarisationsregelsystems.

Erfindungsgemäß sind weitere Soleil-Babinet-Kompensatoren SBC_i ($i = 5 \dots 8$) entlang des Wellenleiters anschließend an die ersten vier ($i = 1 \dots 4$) vorgesehen. Analoges gilt auch für Polarisationstransformatoren bestehend aus einer anderen ursprünglichen Zahl von Modenwandlern oder SBCs, die auch unterschiedliche Längen besitzen dürfen, unterschiedlichen Maximalverzögerungen entsprechend. Zunächst, im Zeitraum dt_1 der **Figur 14**, nehmen die Soleil-Babinet-Kompensatoren $SBC_1 \dots SBC_4$ normale Polarisationsregelung vor, im folgenden auch Normalbetrieb genannt. Dazu ist wie beim Stand der Technik

ein Regler R vorgesehen, welcher die Elektrodenspannungen oder Elektroden­teilspannungen U_{Pi} , U_{Ci} erzeugt und von einem externen Detektionselement Informationen über den Grad der erreichten Polarisationsanpassung erhält, beispielsweise von einem Photodetektor PD hinter einem Polarisator P. Dies ist in **Figur 15** dargestellt. Als Regler R eignet sich insbesondere ein Mikroprozessor.

Während des Zeitraums $dt1$ sind die Elektroden­spannungen der weiteren vier SBC5 ... SBC8 durch Spannungswerte U_{Pi1} , U_{Ci1} ($i = 5 \dots 8$) so gewählt, daß sie den im Polarisations­reg­lungsbetrieb erforderlichen Spannungen entgegengesetzt sind. Der letztere Zustand wird im folgenden Umkehrbetrieb genannt. Dazu wird beispielsweise $U_{Pi1} = k * U_{Pi0}$, $U_{Ci1} = k * U_{Ci0}$ ($i = 5 \dots 8$) gewählt mit einer Konstanten $k = -1$. Wie bereits bemerkt, ist U_{Ci0} im Idealfall gleich Null. Im daran anschließenden Zeitraum $dtc11$ werden die entgegengesetzten Elektroden­spannungen langsam so verändert, daß sich Phasen­anpassung in SBC5 ... SBC8 mit $\psi_i = 0$ ($i = 5 \dots 8$) ergibt, hier also auf $U_{Pi} = U_{Pi0}$, $U_{Ci} = U_{Ci0}$ ($i = 5 \dots 8$) verschoben. Die dabei entstehenden Störungen der geforderten Polarisations­transformation werden durch Nachregeln der Elektroden­spannungen an SBC1 ... SBC4 ausgeglichen. Im Zeitraum $dtc11$ kann Phasen­anpassung in SBC5 ... SBC8 entweder simultan, oder in verschiedenen der SBC5 ... SBC8 nacheinander eingestellt werden. Wenn Phasen­anpassung in SBC5 ... SBC8 erreicht ist, wird die Verzögerung des SBC4 vom gerade vorhandenen Arbeits­punkt $\psi_4 = \psi_{40}$ langsam bis auf $\psi_4 = 0$ verkleinert, und gleichzeitig wird die des SBC8 in demselben Maße von $\psi_8 = 0$ auf $\psi_8 = \psi_{40}$ vergrößert. Dies geschieht im Zeitraum $dt14$. Dabei werden gleiche Verhältnisse von TE-TM-Phasenverschiebung und TE-TM-Modenkonversion in beiden SBCs gewählt, so daß gleiche Erhebungswinkel der Eigenmoden vorliegen und SBC8 die Funktion von SBC4 übernimmt. Anschließend übernimmt SBC 7 im Zeitraum $dt13$ in analoger Weise die Funktion von SBC3, SBC6 im Zeitraum $dt12$ die Funktion von SBC2 und SBC5 im Zeitraum $dt11$ die Funktion von SBC1. Wenn dies

abgeschlossen ist, liegen an SBC1 ... SBC4 lediglich die Spannungen $U_{Pi} = U_{Pi0}$, $U_{Ci} = U_{Ci0}$ ($i = 1 \dots 4$) an, die zur Phasenanpassung erforderlich sind. Jetzt werden im Zeitraum dt_{c12} die Spannungen an SBC1 ... SBC4 langsam so verändert, daß sie den im Polarisationsregelungsbetrieb erforderlichen Spannungen entgegengesetzt sind und Werte U_{Pi1} , U_{Ci1} ($i = 1 \dots 4$) annehmen, im einfachsten Fall $U_{Pi1} = k * U_{Pi0}$, $U_{Ci1} = k * U_{Ci0}$ ($i = 1 \dots 4$) mit $k = -1$. Die dabei entstehenden Störungen der geforderten Polarisationsumwandlung werden durch Nachregeln der Spannungen an SBC5 ... SBC8 ausgeglichen. Bei Abschluß dieser Veränderungen arbeiten SBC1 ... SBC4 im Umkehrbetrieb. Die Zeiträume dt_1 bis dt_{c12} sind die erste Hälfte einer Periode PE_1 . In der zweiten Hälfte einer Periode mit Zeiträumen dt_2 , dt_{c21} , dt_{t24} , dt_{t23} , dt_{t22} , dt_{t21} , dt_{c22} wird das Verfahren in umgekehrter Richtung und Reihenfolge durchgeführt, wobei sich die Polarisationsregelungsfunktion von SBC5 ... SBC8 wieder auf SBC1 ... SBC4 zurückverlagert. Diese Perioden PE_1 , PE_2 , also dieses Hin- und Her der Elektroden Teilspannungen, werden zyklisch wiederholt. Der Verlauf von Elektroden Teilspannungen U_{Pi} , U_{Ci} ist in Figur 14 als Funktion der Zeit t gezeichnet.

Am einfachsten ist es, bei Umkehrbetrieb gerade die den Spannungen für Phasenanpassung entgegengesetzten Spannungen $U_{Pi} = -U_{Pi0}$, $U_{Ci} = -U_{Ci0}$ an die Elektroden eines SBC_i anzulegen. Aus Figur 14 ist ersichtlich, daß z.B. U_{P4} den Wert U_{P40} näherungsweise während der Zeiten dt_1 , dt_{c11} , dt_{t14} , dt_{t13} , dt_{t12} , dt_{t11} , den Werte U_{P41} aber nur während der Zeit dt_2 annimmt. Um erfindungsgemäß ein möglichst vollständiges Verschwinden der zeitlichen Mittelwerte der Spannungen zu erreichen, werden U_{Pi1} in einem vorteilhaften Ausführungsbeispiel gleich $U_{Pi1} = k * U_{Pi0}$ ($i = 1 \dots 8$) gewählt, wobei k eine Konstante ist, welche negativer als -1 ist und gleiche Flächen von U_{Pi} oberhalb und unterhalb der Null-Linie gewährleistet. Analoges gilt für $U_{Ci1} = k * U_{Ci0}$. In diesem Fall liegt an allen Elektroden im Zeitmittel die Spannung 0 an, weshalb keine DC-Drift entsteht. Sofern dt_{c11} , dt_{t14} , dt_{t13} , dt_{t12} , dt_{t11} , dt_{c12} , dt_{c21} , dt_{t24} , dt_{t23} , dt_{t22} , dt_{t21} , dt_{c22}

klein gegen dt_1 , dt_2 gewählt werden, nähert sich die Konstante k dem Wert -1 . Dies ist vorteilhaft, weil dann die erforderliche Spannungsfestigkeit der Elektroden geringer ist.

Die Zeitdauern der Perioden selbst werden so gewählt, daß sie in ähnlicher oder - und das ist sogar günstiger - in kleinerer oder deutlich kleinerer Größenordnung liegen als die Zeitkonstanten der DC-Drift.

Die Aktionen in den Zeitdauern dt_{t14} , dt_{t13} , dt_{t12} , dt_{t11} können in alternativen Ausführungsbeispielen auch zusammengezogen werden, was die dafür nötige Gesamtzeit erniedrigen kann. Eben solches gilt für die Aktionen der Zeitdauern dt_{t24} , dt_{t23} , dt_{t22} , dt_{t21} . Beides ist in **Figur 16** skizziert. In weiteren Ausführungsbeispielen können auch die Aktionen der Zeitdauern dt_{c11} , dt_{c12} , dt_{c21} , dt_{c22} in die der benachbarten Zeitdauern hineingezogen werden, ebenfalls mit dem Zweck verkürzter Ausführungszeit.

Für viele Anwendungsfälle wird die bisher beschriebene Driftreduktion ausreichend sein, quasi gleich einer Driftkompensation zu werten sein. Für Abweichungen von Elektrodenspannungen U_{Pi} , U_{Ci} von den Werten für Phasenanpassung U_{Pi0} , U_{Ci0} im Fall eines von Null verschiedenen ψ_i während des Normalbetriebs gibt es dabei aber keinen Ausgleich während eines so gestalteten Umkehrbetriebs. Sofern diese Abweichungen über längere Zeiten sich nicht ausmitteln, verbleibt eine gewisse DC-Restdrift.

In einem weiteren Ausführungsbeispiel der Erfindung ermittelt deshalb der Regler R die zeitlichen Integrale der Elektroden spannungen. Statt Integratoren können auch Tiefpaßfilter mit sehr großen Zeitkonstanten, vorzugsweise deutlich größer als die Dauer der Perioden PE_1 , PE_2 , eingesetzt werden. Dies wird im folgenden nicht mehr extra erwähnt. Der Regler R wählt die Spannungswerte U_{Pi1} , U_{Ci1} , welche im Umkehrbetrieb angefahren und angelegt werden, so, daß sich die Beträge der Integrale der Elektroden spannungen U_{Pi} , U_{Ci} verkleinern. Dies ist in **Figur 16** am Beispiel des zeitlichen Verlaufs einer Spannung U_{Pi1} über zwei Perioden PE_1 , PE_2 skizziert. Eine erste Spannung U_{Pi11} wird so gewählt, daß das Integral F_{21} (Fläche mit

positivem oder negativem Vorzeichen) gleich dem Negativen des Integrals F11 ist. Die zweite Spannung UP12 wird so gewählt, daß Integral F22 gleich dem Negativen des Integrals F12 ist. Ein nicht vollständiger Ausgleich des Integrals einer Elektroden-
spannung oder eine Überkompensation in der anderen Richtung kann toleriert werden, sofern die Zeitdauern der Perioden klein gegenüber den Zeitkonstanten der DC-Drift sind. Es muß lediglich darauf geachtet werden, daß dieser Ausgleich in der Folgeperiode oder in einer der Folgeperioden in nicht schlechterer oder möglichst sogar besserer Weise erfolgt.
Der Regler R ist vorzugsweise digitaler Natur, so daß die Integrale der Elektrodenspannungen (oder ihre Tiefpaßfilterung) leicht über lange Zeiten mit hoher Genauigkeit gebildet bzw. ausgeführt werden können. Auf diese Weise wird vollständige Driftfreiheit erzielt.

In den anhand der Figuren 13 bis 16 beschriebenen Ausführungsbeispielen der Erfindung wurde der erforderliche Aufwand der Polarisationsregelung zum Zweck der DC-Driftkompensation quasi dupliziert. Die Verdopplung der Anzahl der Modenwandler oder SBCs durch die erfindungsgemäß hinzugefügten ist besonders günstig. Es ist auch möglich eine noch größere Anzahl von Modenwandlern oder SBCs oder anderen Polarisations-
transformatoren hinzu zufügen.

In anderen Fällen, wenn die die Elektroden eine Spannungsfestigkeit aufweisen, welche die im normalen Regelbetrieb erforderlichen Spannungen deutlich übersteigt, ist jedoch eine Reduktion des Aufwandes möglich. Es werden weniger neue SBCs (SBC5 ... SBCn) mit $4 < n < 8$ zu den ursprünglichen (SBC1 ... SBC4) hinzugefügt. Dies bedeutet, daß für jeden SBC weniger Zeit im Umkehrbetrieb zur Verfügung steht. Deshalb müssen die Konstanten k stärker negativ gemacht werden.

Während die genannten Ausführungsbeispiele Polarisations-
transformatoren in Lithiumniobat betrafen, ist die Erfindung auch für Polarisations-
transformatoren in anderen Kristallen, z.B. aus Lithiumtantalat oder aus Halbleitern, und allgemein

für alle Polarisationstransformatoren geeignet, die demselben mathematischen Formalismus unterliegen. Deshalb werden in den Patentansprüchen einige vorstehende Begriffe durch andere ersetzt, z.B. SBC durch Polarisationsstellglied, Elektroden
5 durch Steueranschlüsse, Phasenschiebespannung und Modenkonversionsspannungen durch Teilsignale.

Beispielsweise können SBCs ersetzt werden durch andere Modenwandler, und zwar TE-TM-Modenwandler in einem Lithiumniobatkristall mit X-Schnitt und Y-Ausbreitungsrichtung, wie sie
10 in IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. QE-18, Nr. 4, April 1982, Seite 767 bis 771 beschrieben wurden.

Der genannte Polarisationstransformator oder mehrere dieser Polarisationstransformatoren können auch Teil(e) eines Kompensators von optischer Polarisationsmodendispersion sein,
15 vorzugsweise in Verbindung mit Baugruppen zur Erzeugung oder Kompensation einer differentiellen Gruppenlaufzeitdifferenz zwischen zwei orthogonalen Hauptpolarisationen (principal states-of-polarization, PSP).

20 Im Fall vier ursprünglicher SBCs (SBC1 ... SBC4) mit erreichbaren Verzögerungen von mindestens $\pi/2$ oder den genannten anderen Kombinationen zur endlosen Transformation jedes beliebigen in jeden beliebigen anderen Polarisationszustand ist der wechselseitige Umkehrbetrieb durch vier hinzugefügte SBCs
25 (SBC5 ... SBC8) auf jeden Fall möglich. Doch auch in Fällen mit reduzierter Anzahl von SBCs oder Modenwandlern und/oder reduzierten erreichbaren Verzögerungen ist Umkehrbetrieb erreichbar. Dies wird z.B. durch Formeln (7) bis (11) im IEEE J. Lightwave Technology, Band 17, No. 9, 1999, S. 1602-1616
30 verdeutlicht. Dabei wird die Funktion von einem in Umkehrbetrieb zu bringenden SBC oder Modenwandler zumindest teilweise von einem oder mehreren SBSs oder Modenwandlern übernommen, die diesem nicht direkt benachbart sind, sondern z.B. durch eine oder mehrere differentielle Verzögerungssektionen davon
35 getrennt sind. Beispielsweise kann ein Polarisationstransformator SUB1 der Figur 11, nun im Gegensatz zu vorher bestehend aus 2 SBCs mit erreichbaren Verzögerungen π und $\pi/2$ (oder 3

SBCs mit erreichbaren Verzögerungen $\pi/2$) durch Kaskade mit weiteren 2 SBCs mit erreichbaren Verzögerungen π und $\pi/2$ (oder 3 SBCs mit erreichbaren Verzögerungen $\pi/2$) wechselseitigen Umkehrbetrieb gewährleisten. Falls er nicht nur zur Transformation horizontaler oder vertikaler Polarisation in jede beliebige oder umgekehrt eingesetzt wird, sondern wie in Figur 11 gezeichnet Teil eines PMD-Kompensators ist, müssen dabei andere, vorzugsweise die in Lichtausbreitungsrichtung weiter hinten gelegenen, vorzugsweise ebenso aufgebauten Polarisationstransformatoren SUB2, SUB3, SUB4 ebenfalls während der Phasen dtc11, dtc12, dtc21, dtc22 ihre Spannungen UP_i' , UC_i' , UP_i'' , UC_i'' , UP_i''' , UC_i''' zwecks Beibehaltung der Gesamtfunktion des optischen PMD-Kompensators verändern. Der in Figur 14 skizzierte Verlauf der Spannungen UP_8 , UC_8 kann deshalb auch der Verlauf einer der Spannungen UP_i' , UC_i' , UC_i'' , UP_i''' , UC_i''' auf einem der Polarisationstransformatoren SUB2, SUB3, SUB4 sein.

Wie aus Figur 14 ersichtlich ist, erfordert der Wechsel einzelner SBCs zwischen Normalbetrieb und Umkehrbetrieb in den Perioden dtc11, dtc12, dtc21, dtc22 relativ rasche Variationen der Spannungen an anderen, zu diesen Zeiten für die Polarisationsregelung verantwortlichen SBCs um die Arbeitspunkte UP_{40} , UP_{30} , $UC_{40}=0$, UP_{80} , UP_{70} , $UC_{80}=0$ herum.

Es ist jedoch eine deutliche Verringerung der Frequenz und Änderungsgeschwindigkeit dieser Variationen möglich, wenn man dafür sorgt, daß das Übergehen eines SBC von Normal- in Umkehrbetrieb oder umgekehrt vom Übergehen eines SBC auf einem anderen Kristallsubstrat von Normal- in Umkehrbetrieb oder umgekehrt wenigstens näherungsweise kompensiert wird. Dies ist in Figur 20 dargestellt. Die Anordnung ist ähnlich wie Fig. 11. Der PMD-Kompensator wird von Eingang IN bis Ausgang OUT von einem optischen Signal OS durchlaufen.

Jeweils eine bestimmte, z.B. jeweils die langsamere Hauptpolarisation PSP1 der Lichtwellenleiter PMF1, PMF2, PMF3, ist

an den Chipausgängen OUT1, OUT2, OUT3 parallel zur Chipoberfläche justiert. An den darauffolgenden Chipeingängen IN2, IN3, IN4 ist dieser PSP1 jeweils senkrecht zur Chipoberfläche einjustiert. Gemäß Figur 13 ist dies die Y-Achse eines LiNbO₃-Kristalls. In Figur 20 ist dies durch die Symbole 0° (für parallel) bzw. 90° (für senkrecht) bei OUT1, OUT2, OUT3 bzw. IN2, IN3, IN4 bezeichnet. Fakultativ dazu kann man PMF4 an OUT4 auch unter 0° (parallel) für PSP1 einjustieren. Wenn die gemäß den Winkeln der Figur 1 einjustierten Hauptpolarisationen in allen Fällen PSP1 sind - dies ist dort in der Zeile a) bezeichnet - so addieren sich die differentiellen Gruppenlaufzeiten der Verzögerungssektionen PMF1, PMF2, PMF3, PMF4 im Ruhezustand der Polarisationstransformatoren SUB2, SUB3, SUB4. Wenn die gemäß den Winkeln der Figur 1 einjustierten Hauptpolarisationen abwechselnd PSP1 und PSP2 sind - dies ist in der Zeile b) bezeichnet - so subtrahieren sich die differentiellen Gruppenlaufzeiten jeweils benachbarter Verzögerungssektionen PMF1, PMF2, PMF3, PMF4 im Ruhezustand der Polarisationstransformatoren SUB2, SUB3, SUB4. Je nach Anwendungsfall kann die erstgenannte oder die zweitgenannte Möglichkeit Vorteile bieten. Auch andere Ausführungen, beispielsweise PSP2, PSP2, PSP1, PSP1 für die Winkeljustagen von PMF1, PMF2, PMF3, PMF4, sind möglich. Weitere Variationen sind denkbar durch Polarisationstransformatoren mit anderen Kristallschnitten.

Der besondere Vorteil der Anordnung ist aus Figur 21 ersichtlich. Die SBCs auf den Polarisationstransformatoren SUB1 ... SUB4 - jeweils aufgebaut gemäß Figur 13 - besitzen bei gleichen Fabrikationsbedingungen zumindest ähnliche intrinsische Doppelbrechungen. Seien die SBCs und Spannungen in bzw. an SUB1 SBC_i, U_{Pi}, U_{Ci}, die in bzw. an SUB2 SBC_i', U_{Pi}', U_{Ci}', die in bzw. an SUB3 SBC_i'', U_{Pi}'', U_{Ci}'', die in bzw. an SUB4 SBC_i'', U_{Pi}'', U_{Ci}''. Sei $i = 1 \dots n$. Sei SBC1, SBC1', SBC1'', SBC1''' dem jeweiligen Eingang IN1, IN2, IN3, IN4 zugewandt, während SBC_n, SBC_n', SBC_n'', SBC_n''' dem jeweiligen Ausgang OUT1, OUT2, OUT3, OUT4 zugewandt ist. Die Zahl n kann

z.B. gleich 8 sein, im Prinzip sind aber wie schon erwähnt alle anderen Zahlen größer als 1 möglich. Der Fall $n = 2u$ bezieht sich auf die Ergänzung eines Polarisationstransformators mit u SBCs durch einen weiteren, ebenso aufgebauten mit ebenfalls u SBCs. Auch ungerade n größer 1 sind aber möglich. Ungleiche Längen der SBCs sind ebenfalls möglich.

Die Spannungen UP_{i0} , UP_{i0}' , UP_{i0}'' , UP_{i0}''' sind bei gleichen Fabrikationsbedingungen von SUB1 ... SUB4 etwa identisch. Die Spannungen UC_{i0} , UP_{i0}' , UP_{i0}'' , UP_{i0}''' sind dann auch etwa identisch, etwa gleich Null. Dadurch, daß in PMF1 ... PMF3 jeweils Drehungen um 90° vorgenommen werden, kompensieren sich Änderungen von UP_5 ... UP_8 mit gleichgerichteten Änderungen von UP_1' ... UP_4' , sofern in den betroffenen SBC5 ... SBC8 und SBC1' ... SBC4' keine Modenkonzersion vorliegt. UC_5 ... UC_8 und UC_1' ... UC_4' müssen dazu wenigstens näherungsweise gleich Null sein. Analoges gilt für die SBCs vor und hinter PMF2, und für die SBCs vor und hinter PMF3. Der Wechsel zwischen Normal- und Umkehrbetrieb soll deshalb in den SBCs vor und hinter einer differentiellen Verzögerungssektion PMF1 ... PMF3 jeweils zur gleichen Zeit erfolgen. Sind also SBC1 ... SBC4 im Normalbetrieb, so sind es auch SBC5' ... SBC8', SBC1'' ... SBC4'' und SBC5''' ... SBC8'''. Diese Aussage gilt analog für Umkehrbetrieb. Sind SBC5 ... SBC8 im Normalbetrieb, so sind es auch SBC1' ... SBC4', SBC5'' ... SBC8'' und SBC1''' ... SBC4'''. Diese Aussage gilt analog für Umkehrbetrieb. Wechsel zwischen Normal- und Umkehrbetrieb von SBC5''' ... SBC8''' ist wegen der 0° -Justage von PMF4 ohnehin für die PMD-Kompensation normalerweise nicht von Bedeutung. Dies bedeutet, daß idealerweise lediglich Wechsel zwischen Normal- und Umkehrbetrieb von SBC1 ... SBC4 durch SBC5 ... SBC8 ausgeglichen werden muß. Wechsel an SBC5 ... SBC8 und SBC_i' , SBC_i'' , SBC_i''' sind dagegen unschädlich. Infolgedessen können diese Wechsel weitaus schneller durchgeführt werden oder man ist alternativ dazu gegenüber nichtidealem Verhalten der SUB1 ... SUB4 besser gefeit.

Figur 21 zeigt exemplarisch den Wechsel von Normal- zu Umkehrbetrieb und zurück von SBC5 ... SBC8 und SBC1' ... SBC4'. Gleichartige Bauteile SUB1, SUB2 vorausgesetzt, können die Verläufe von UP5 ... UP8, UP1' ... UP4' während des Wechsels
5 dtc22 identisch gewählt werden, und die Spannungen UC5 ... UC8, UC1' ... UC4' können ebenfalls identisch, und zwar gleich Null gewählt werden. In den SBC1 ... SBC4, SBC5' ... SBC8' ist in diesem Idealfall gar keine Spannungsänderung während dtc22 notwendig, was konstante Spannungen UP1 ...
10 UP4, UP5' ... UP8', UC1 ... UC4, UC5' ... UC8' ermöglicht.

Analog dazu erfolgt der Wechsel von Umkehr- zu Normalbetrieb von SBC5 ... SBC8 und SBC1' ... SBC4' in Periode dtc11. Der einzige Unterschied ist, daß wegen des Normalbetriebs der
15 SBC1 ... SBC4, SBC5' ... SBC8' die Spannungen UP1 ... UP4, UP5' ... UP8', UC1 ... UC4, UC5' ... UC8' diesmal i.a. andere konstante Werte annehmen werden.

Sollten die erforderlichen Spannungen und auftretenden Doppelbrechungen nicht identisch sein, so läßt sich wenigstens ein Teil der sonst erforderlichen Änderungen der Spannungen
20 UP1 ... UP4, UP5' ... UP8', UC1 ... UC4, UC5' ... UC8' während dtc22, dtc11 überflüssig machen. Insgesamt verbleibt trotzdem eine deutliche Vereinfachung der Regelvorgänge.

25 Ein weiterer Vorteil der Ankopplung von PMF1 ... PMF4 an je einem Ende unter 0° und am anderen Ende unter 90° ist die Kompensation der Polarisationsabhängigkeit der Koppeldämpfungen an diesen beiden Enden.

30 Es gibt auch die Möglichkeit, die PMF1 ... PMF4 nicht jeweils unter 0° und 90° an SUB1 ... SUB4 anzukoppeln, sondern mit paarweise gleichen Orientierungen, z.B. immer 0°. Dazu müssen allerdings SUB1, SUB2, SUB3, SUB4 abwechselnd positive und
35 negative intrinsische, d.h. im Normalbetrieb mehr oder weniger zu kompensierende Doppelbrechungen aufweisen.

Patentansprüche

1. Verfahren zur gleichspannungsdriftfreien Polarisations-
transformation oder Kompensation von Polarisationsmodendisper-
5 sion (PMD) mittels eines einen Wellenleiter (WG) und Steu-
erelektroden (E1j, E2j, ELi, EMi, ERi) aufweisenden Polaris-
ationstransformators, denen Steuerspannungen (V1j, V2j, UPi,
UCi) zur Änderung der Polarisation oder der Polarisationsmo-
dendispersion eines optischen Signals (OS) zugeführt werden,
10 dadurch gekennzeichnet,
daß als Steuerspannungen (V1j, V2j, UPi, UCi, -V1j, -V2j) we-
nigstens näherungsweise gleichanteilsfreie Steuerspannungen
verwendet werden.
- 15 2. Verfahren nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
daß eine differentielle Phasenmodulation zweier orthogonaler
Hauptpolarisationen des optischen Signals, die mit den Haupt-
polarisationen eines Polarisationsstransformators (K1, K2, K3)
20 übereinstimmen, im Bereich des Signaleingangs (IN) mit einer
stetigen differentiellen Phasenverschiebung ($\phi(t)$) vorgenom-
men wird, welche so gewählt ist, daß die zeitlichen Mittel-
werte ihrer Kosinusfunktion [$\cos(\phi(t))$] und ihrer Sinusfunk-
tion [$\sin(\phi(t))$] wenigstens näherungsweise verschwinden.
- 25 3. Verfahren nach Anspruch 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß die differentielle Phasenverschiebung zumindest teilweise
durch einen ersten differentiellen Phasenmodulator (PH1) die-
30 ser Hauptpolarisationen vorgenommen wird.
4. Verfahren nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Phasenmodulator mit einer Modulator-Steuerspannung
35 ($VP1 = V1 \cdot \phi(t)$) angesteuert wird, die wenigstens näherungs-
weise eine lineare Funktion dieser differentiellen Phasenver-
schiebung ($\phi(t)$) ist.

5. Verfahren nach Anspruch 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß die differentielle Phasenmodulation zumindest teilweise
5 durch einen ersten Modenwandler (Pa) dieser Hauptpolarisationen vorgenommen wird.
6. Verfahren nach Anspruch 5,
dadurch gekennzeichnet,
10 daß der erste Modenwandler (Pa) eine volle Modenkonversion durchführt.
7. Verfahren nach Anspruch 5 oder 6,
dadurch gekennzeichnet,
15 daß bei der Modenwandlung eine differentielle Phasenverschiebung ($\phi(t)$) zwischen den Hauptpolarisationen erfolgt.
8. Verfahren nach einem der Ansprüche 5 bis 7,
dadurch gekennzeichnet,
20 daß ein zur Erzeugung dieser differentiellen Phasenmodulation verwendete Modenwandler (Pa) mit Modenwandler-Steuerspannungen [$V_{1a} = V_{xa} \cdot \cos(\gamma_a - \phi(t)/2)$ bzw. $V_{2a} = V_{ya} \cdot \cos(\gamma_a - \alpha_a - \phi(t)/2)$] betrieben wird, die wenigstens näherungsweise lineare Funktionen von phasenverschobenen Kosinus-
- 25 funktionen [$\cos(\gamma_a - \phi(t)/2)$, $\cos(\gamma_a - \alpha_a - \phi(t)/2)$] der Hälfte [$\phi(t)/2$] der differentiellen Phasenverschiebung ($\phi(t)$) sind.
9. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 8,
dadurch gekennzeichnet,
30 daß Wandler-Steuerspannungen [$V_{1j} = V_{xj} \cdot \cos(\gamma_j - \phi(t))$ bzw. $V_{2j} = V_{yj} \cdot \cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$; $j = 1 \dots n$] verwendet werden, die wenigstens näherungsweise lineare Funktionen von phasenverschobenen Kosinusfunktionen [$\cos(\gamma_j - \phi(t))$, $\cos(\gamma_j - \alpha_j - \phi(t))$] der differentiellen Phasenverschiebung ($\phi(t)$) sind, und
35 daß zur Änderung der Polarisation oder Kompensation der PMD die Amplituden (V_{xj} , V_{yj}) und/oder die Phasenwinkel (γ_j) dieser Spannungen geändert werden.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 9,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Hauptpolarisationen im Bereich eines Modenwandlers
5 (Pa, P1, ..., Pn) rechts- und linkszirkulare Polarisationen
sind.

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 9,
dadurch gekennzeichnet,
10 daß die Hauptpolarisationen im Bereich eines Modenwandlers
(Pa, P1 ... Pn) transversal elektrische und transversal mag-
netische Polarisationen sind.

12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
15 dadurch gekennzeichnet,
daß zum Ansteuern der Wandler-Elektroden (E1j, E2j, EMC11j,
EMC12j, EMC21j, EMC22j) einer Wandlerzelle (Pj) Wandler-
Steuerspannungen (V1j, V2j, -V1j, -V2j) mit gleicher Maximal-
amplitude (V0j) verwendet werden.

20 13. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
daß die differentielle Phasenmodulation des optischen Signals
(OS) im Bereich des Eingangs im Bereich des Signalausgangs
25 (OUT) durch eine entgegengesetzte differentielle Phasenmodu-
lation ($-\phi(t)$) aufgehoben wird.

14. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
30 daß die differentielle Phasenverschiebung ($\phi(t)$) zeitlich
dreiecks-, sinus- oder trapezförmig verläuft.

15. Verfahren nach Anspruch 14,
dadurch gekennzeichnet,
35 eine dreiecksförmige Phasenverschiebung ($\phi(t)$) mit Maximal-
werten von $n \cdot \pi$ erfolgt .

16. Verfahren nach einem der Ansprüche 5 bis 8,
dadurch gekennzeichnet,
daß eine differentielle Phasenverschiebung $\phi(t) = \Omega \cdot t$ erfolgt, wobei Ω eine niedrige Kreisfrequenz ist.

5

17. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
daß zum Ansteuern von Phasenmodulatoren oder Modenwandler oder Wandlerzellen stetig verlaufende mittelwertfreie Steuer-
10 spannungen (VP1; V1a, V2a; V1j, V2j -V1j, -V2j) nur teilweise verwendet werden, während als übrige Steuerspannungen von einer Regeleinrichtung (R) erzeugte Regelspannungen (VRij) verwendet werden.

15 18. Verfahren gemäß Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
daß mindestens ein Polarisationsstellglied (SBC1 ... SBC4) die Polarisationsregelfunktion mindestens eines anderen Polarisationsstellglieds (SBC5 SBC8) wenigstens teilweise
20 übernehmen kann und umgekehrt, daß ein Polarisationsstellglied, dessen Polarisationsregelfunktion von einem anderen übernommen worden ist, Steuerspannungen (UP11 ... UP81, UC11 ... UC81) erhalten kann, welche den Steuerspannungen bei Polarisationsregelfunktion (UP10 ... UP80, UC10 ... UC80) ent-
25 gegengesetzt sind, daß der zeitliche Mittelwert mindestens einer Steuerspannung (UP1 ... UP8, UC1 ... UC8) wenigstens näherungsweise gleich Null gewählt wird.

19. Verfahren gemäß Anspruch 18,
30 dadurch gekennzeichnet,
daß nach Abschluß eines Zeitraums (dt1 bzw. dt2) in einem Zeitraum (dtt11 bzw. dtt21) entgegengesetzte Teilsignale (UP51 ... UP81, UC51 ... UC81 bzw. UP11 ... UP41, UC11 ... UC41) in stetiger Weise in Teilsignale (UP50 ... UP80, UC50
35 ... UC80 bzw. UP10 ... UP40, UC10 ... UC40) übergeführt werden, daß während darauffolgenden Zeiträumen (dtt14, dtt13, dtt12, dtt11 bzw. dtt24, dtt23, dtt22, dtt21) die Polarisati-

onsregelaufgabe von Polarisationsstellgliedern (SBC1 ... SBC4 bzw. SBC5 ... SBC8) auf andere Polarisationsstellglieder (SBC5 ... SBC8 bzw. SBC1 ... SBC4) stetig übertragen wird, daß in einem darauffolgenden Zeitraum (dtc12 bzw. dtc22)

5 Teilsignale (UP10 ... UP40, UC10 ... UC40 bzw. UP50 ... UP80, UC50 ... UC80) in stetiger Weise in entgegengesetzte Teilsignale (UP11 ... UP41, UC11 ... UC41 bzw. UP51 ... UP81, UC51 ... UC81) übergeführt werden, daß in einem darauffolgenden Zeitraum (dt2 bzw. dt1) und einem daran anschließenden Zeitraum (dtc21 bzw. dtc11) die Polarisationsregelaufgabe von

10 diesen anderen Polarisationsstellgliedern (SBC5 ... SBC8 bzw. SBC1 ... SBC4) ausgeführt wird.

20. Verfahren gemäß Anspruch 18 oder 19,

15 dadurch gekennzeichnet,

daß ein Regler (R) die entgegengesetzten Teilsignale (UPi11, UPi12, UP11 ... UP81, UC11 ... UC81) so wählt, daß die zeitlichen Integrale (F21+F11, F22+F12) dieser Steuersignale (UP1 ... UP8, UC1 ... UC8) wenigstens näherungsweise verschwinden.

20 21. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 18 bis 20, dadurch gekennzeichnet,

daß bei Ausführung einer Verbindung (PMF1, PMF2, PMF3) von ersten Polarisationsstellgliedern (SBC5 ... SBC8, SBC5' ... SBC8', bzw. SBC5'' ... SBC8'') mit weiteren Polarisations-

25 stellgliedern (SBC1' ... SBC4', SBC1'' ... SBC4'', bzw. SBC1''' ... SBC4''') in der Art gleicher oder vertauschter Hauptpolarisationen (PSP1, PSP2) Änderungen von Teilsignalen (UP5 ... UP8, UC5 ... UC8) der ersteren unter Beibehaltung

30 der gewünschten Polarisationsstransformation durch Änderungen von Teilsignalen (UP1' ... UP4', UC1' ... UC4') der letzteren wenigstens näherungsweise kompensiert werden.

22. Verfahren gemäß Anspruch 21,

35 dadurch gekennzeichnet,

daß dadurch Teilsignale (UP1 ... UP4, UC1 ... UC4, UP5' ... UP8', UC5' ... UC8') von mit ersteren (SBC5 ... SBC8) bzw.

letzteren (SBC1' ... SBC4') nicht über diese Verbindung (PMF1, PMF2, PMF3) verbundenen Polarisationsstellgliedern (SBC1 ... SBC4, SBC5' ... SBC8') während dieser Änderungen verringerten oder verschwindenden Änderungen unterworfen werden.

23. Verfahren gemäß Anspruch 21 oder 22, dadurch gekennzeichnet,

daß bei Ausführung dieser Verbindung (PMF1, PMF2, PMF3) in der Art vertauschter Hauptpolarisationen (PSP1, PSP2) Änderungen von Teilsignalen (UP5 ... UP8, UC5 ... UC8) der ersteren und Änderungen von Teilsignalen (UP1' ... UP4', UC1' ... UC4') der letzteren dieselben Polaritäten besitzen.

24. Verfahren gemäß Anspruch 21 oder 22, dadurch gekennzeichnet,

daß bei Ausführung dieser Verbindung (PMF1, PMF2, PMF3) in der Art gleicher Hauptpolarisationen (PSP1, PSP2) Änderungen von Teilsignalen (UP5 ... UP8, UC5 ... UC8) der ersteren und Änderungen von Teilsignalen (UP1' ... UP4', UC1' ... UC4') der letzteren entgegengesetzte Polaritäten besitzen.

25. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 18 bis 24, dadurch gekennzeichnet,

daß die Anzahl ($n/2$) von Polarisationsstellgliedern (SBC1 ... SBC4), welche die Polarisationsregelfunktion anderer Polarisationsstellglieder (SBC5 SBC8) wenigstens teilweise übernehmen können und umgekehrt, gleich der Anzahl ($n/2$) dieser anderen Polarisationsstellglieder (SBC5 SBC8) ist.

26. Verfahren gemäß einem der Ansprüche 18 bis 25, dadurch gekennzeichnet,

daß die Anzahl ($n/2$) von Polarisationsstellgliedern (SBC1 ... SBC4), welche die Polarisationsregelfunktion anderer Polarisationsstellglieder (SBC5 SBC8) wenigstens teilweise übernehmen können und umgekehrt, zwischen eins und sechs liegt ist.

27. Verfahren gemäß nach Anspruch 26,
dadurch gekennzeichnet,
daß diese Anzahl ($n/2$) gleich vier ist.

5

28. Verfahren gemäß einem der vorstehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
daß ein Ausgangssignal eines Polarisationsstransformators oder
PMD-Kompensators dem Eingang (E1) mindestens eines Polarisationsstrahlteilers (PBS) zugeführt wird, daß an Ausgängen
(OUT1, OUT2) dieses Polarisationsstrahlteilers (PBS) orthogonal polarisierte Teilsignale abgegeben werden.

10

29. Polarisationsstransformator (K1, K2, K3) zur gleichspannungsdriftfreien Polarisationsstransformation oder Kompensation von Polarisationsmodentransformation (PMD) mittels eines
einen Wellenleiter (WG) aufweisenden Chips mit mehreren quer zum Wellenleiter verlaufenden kammartigen Modenwandler-Elektroden (E11 bis E2n), denen Steuerspannungen (V1j, V2j)
zur Änderung der Polarisation oder der PMD eines optischen Signals (OS) zugeführt werden, und mit einer kammartigen Masseelektrode (M),
dadurch gekennzeichnet,
daß eingangsseitig ein differentieller Phasenmodulator (PH1, ...)
oder ein Modenwandler (Pa) vorgesehen ist.

20

25

30. Polarisationsstransformator (K1, K2, K3) zur gleichspannungsdriftfreien Polarisationsstransformation oder Kompensation von Polarisationsmodentransformation (PMD) mittels eines
einen Wellenleiter (WG) aufweisenden Chips mit mehreren quer zum Wellenleiter verlaufenden kammartigen Modenwandler-Elektroden, denen Steuerspannungen (V1j, V2j) zur Änderung der Polarisation oder der PMD eines optischen Signals (OS) zugeführt werden,
dadurch gekennzeichnet,
daß eingangsseitig ein differentieller Phasenmodulator (PH1, ...)
oder ein Modenwandler (Pa) vorgesehen ist, und daß durch

30

35

Elektroden (EMC11j bis EMC22j, EMC) beidseits des Wellenleiters (WG) entlang der Chipoberfläche quer zum Wellenleiter (WG) verlaufende elektrische Felder erzeugbar sind.

- 5 31. Polarisationstransformator nach Anspruch 27 oder 30, dadurch gekennzeichnet, daß ausgangsseitig ein weiterer Phasenmodulator (PH2, ...) oder ein Modenwandler (Pz) vorgesehen ist.
- 10 32. Polarisationstransformator nach einem der Ansprüche 29 bis 31, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens eine Wandlerzelle (Pj; ..., Pn, Pa, Pz) auf einem Chip durch mehrere quer zum Wellenleiter (WG) verlaufenden kammartigen Wandler-Elektroden (E1j, E2j, EMC11j, EMC12j, 15 EMC21j, EMC22j; j = 1 ... n, a, z) und eine kammartige Masse-Elektrode (M, EMC) gebildet wird.
33. Polarisationstransformator nach Anspruch 32, 20 dadurch gekennzeichnet, daß jeweils TE-TM-Wandlerzellen (Pj) mit zwei Modenwandler-Elektroden (E1j und E2j, EMC11j und EMC21j; j= 1, 2, ..n) mit wechselnden Abständen zwischen benachbarten Modenwandler-Elektroden (E1j und E2j, E2j und E1(j+1), EMC11j und EMC21j, 25 EMC21j und EMC11(j+1)) vorgesehen sind.
34. Polarisationstransformator (K2) nach Anspruch 32, dadurch gekennzeichnet, daß jeweils TE-TM-Wandlerzellen (PVj) aus zwei Modenwandler- 30 Elektroden (E1j und E2j; j= 1, 2, ..n) vorgesehen sind und daß zwischen zwei Zinken einer Masse-Elektrode (M) zwei Zinken - je eine von jeder Modenwandler-Elektrode (E1j und E2j) - angeordnet sind.
- 35 35. Polarisationstransformator (K2) nach einem der Ansprüche 32 bis 34, dadurch gekennzeichnet,

daß zwischen den Wandlerzellen (P_j und $P(j+1)$, PV_j und $PV(j+1)$) weitere Einrichtungen zur differentiellen Phasenmodulation angeordnet sind.

- 5 36. Polarisationstransformator nach einem der Ansprüche 29 bis 35,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Polarisationstransformator als Lithiumniobatchip wenigstens näherungsweise mit Y-Ausbreitung ausgeführt ist.

- 10 37. Polarisationstransformator nach Anspruch 36,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Polarisationstransformator als Lithiumniobatchip wenigstens näherungsweise mit X-Schnitt oder Z-Schnitt ausgeführt ist.

- 15 38. Polarisationstransformator nach einem der Ansprüche 29 bis 31,
dadurch gekennzeichnet,
20 daß ein differentieller Phasenschieber (PH1) zwei beidseitig des Wellenleiters (WG) verlaufende Elektroden (PH1, M) besitzt.

- 25 39. Polarisationstransformator (SUB1, SUB2, SUB3, SUB4) zur gleichspannungsdriftfreien Polarisationstransformation oder Kompensation von Polarisationsmodentransformation (PMD) mittels eines einen Wellenleiter (WG) aufweisenden Chips mit mehreren parallel zum Wellenleiter verlaufenden Modenwandler-Elektroden (ER2 bis ER3, EL2 bis EL3, EM2 bis EM3), denen
30 Steuerspannungen (UP2 bis UP3, UC2 bis UC3) zur Änderung der Polarisierung oder der PMD eines optischen Signals (OS) zuführbar sind,
dadurch gekennzeichnet,
daß eingangsseitig ein differentieller Phasenmodulator (PH1,
35 ...) oder ein Modenwandler (SBCa) vorgesehen ist.

40. Polarisationstransformator nach Anspruch 39,

dadurch gekennzeichnet,
daß ausgangsseitig ein weiterer Phasenmodulator (PH2, ...) oder ein Modenwandler (SBCz) vorgesehen ist.

5 41. Polarisationstransformator nach Anspruch 38 oder 40,
dadurch gekennzeichnet,
daß mindestens ein Polarisationsstellglied oder Modenwandler
(SBC1 ... SBC4, SBCa) auf einem Chip durch mehrere parallel
zum Wellenleiter (WG) verlaufende Wandler-Elektroden (ER1 bis
10 ER4, EL1 bis EL4, EM1 bis EM4, ERa, ELa, EMa) gebildet wird.

42. Polarisationstransformator nach Anspruch 40 oder 41,
dadurch gekennzeichnet,
daß ein weiteres Polarisationsstellglied (SBC1, SBC4) vorge-
15 sehen ist, welches wenigstens näherungsweise als Viertelwellenplatte arbeitet mit Eigenmoden, welche die Umformung von zirkularer Polarisierung in eine Hauptpolarisierung eines vor- oder nachgeschalteten polarisationserhaltenden Lichtwellenleiters (PMFA, PMFB, PMF1, PMF2, PMF3, PMF4) erlauben.

20 43. Polarisationstransformator gemäß einem der Ansprüche 39 bis 41,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Hauptpolarisationen mindestens eines polarisationserhaltenden Lichtwellenleiters (PMFA, PMFB, PMF1, PMF2, PMF3, PMF4) unter $\pm 45^\circ$ zur Chipoberfläche eines Substrats (SUB, SUB1, SUB2, SUB3, SUB4) verlaufen, daß ein weiteres, an eine Anschlußposition (IN, IN2, IN3, IN4, OUT, OUT1, OUT2, OUT3, OUT4) angrenzendes Polarisationsstellglied (SBC4, SBC1) we-
25 nigstens näherungsweise horizontale und vertikale Eigenmoden besitzt.

44. Polarisationstransformator nach einem Ansprüche 39 und 40,
35 dadurch gekennzeichnet,
daß als differentieller Phasenschieber (PH1, PH2) ein zirkularer Retarder vorgesehen ist.

45. Polarisationstransformator (SUB, SUB1, SUB2, SUB3, SUB4) zur gleichspannungsdriftfreien Polarisationstransformation oder Kompensation von Polarisationsmodentransformation (PMD) mittels eines einen Wellenleiter (WG) aufweisenden Chips mit mindestens einem Polarisationstransformator (SBC1 bis SBC4), durch den die Polarisation oder die PMD eines optischen Signals (OS) änderbar ist, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens ein weiterer Polarisationstransformator (SBC5 bis SBC8) vorgesehen ist, welcher abwechselnd die Funktion eines dieser Polarisationstransformatoren (SBC1 bis SBC4) übernehmen und mit zur Übernahme dieser Funktion entgegengesetzten Steuersignalen angesteuert werden kann.
46. Polarisationstransformator nach Anspruch 45, dadurch gekennzeichnet, daß die Anzahl $(n/2)$ von Polarisationsstellgliedern (SBC1 ... SBC4), welche die Polarisationsregelfunktion anderer Polarisationsstellglieder (SBC5 SBC8) wenigstens teilweise übernehmen können und umgekehrt, gleich der Anzahl $(n/2)$ dieser anderen Polarisationsstellglieder (SBC5 SBC8) ist.
47. Polarisationstransformator nach Anspruch 45 oder 46, dadurch gekennzeichnet, daß die Anzahl $(n/2)$ von Polarisationsstellgliedern (SBC1 ... SBC4), welche die Polarisationsregelfunktion anderer Polarisationsstellglieder (SBC5 SBC8) wenigstens teilweise übernehmen können und umgekehrt, zwischen eins und sechs liegt.
48. Polarisationstransformator nach Anspruch 47, dadurch gekennzeichnet, daß diese Anzahl $(n/2)$ gleich vier ist.
49. Polarisationstransformator nach einem der Ansprüche 45 bis 48,

dadurch gekennzeichnet,
daß eines dieser Polarisationsstellglieder (SBC1 bis SBC8)
ein Modenwandler mit endlos abstimmbarer Phasendifferenz zwi-
schen einem modengewandelten und einem nicht modengewandelten
5 Signal ist.

50. Polarisationstransformator nach Anspruch 49,
dadurch gekennzeichnet,
daß eines dieser Polarisationsstellglieder (SBC1 bis SBC8)
10 ein Soleil-Babinet-Kompensator oder ein TE-TM-Modenwandler
ist.

51. Polarisationstransformator gemäß einem der Ansprüche 39
bis 50,
15 dadurch gekennzeichnet,
daß mehrere Polarisationstransformatoren (SUB1, SUB2, SUB3,
SUB4) und polarisationserhaltenden Lichtwellenleiter (PMF1,
PMF2, PMF3, PMF4) abwechselnd aufeinanderfolgen.

20 52. Polarisationstransformator nach Anspruch 51,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Hauptpolarisationen eines polarisationserhaltenden
Lichtwellenleiters (PMF1, PMF2, PMF3, PMF4) einer Kristall-
achse (X, Y, Z) oder der Oberfläche eines Polarisationstrans-
25 formators (SUB1, SUB2, SUB3, SUB4) entsprechen.

53. Polarisationstransformator nach Anspruch 52,
dadurch gekennzeichnet,
daß ein polarisationserhaltender Lichtwellenleiter (PMF1,
30 PMF2, PMF3) bezüglich einer Hauptpolarisation (PSP1, PSP2) am
Ausgang eines Polarisationstransformators (SUB1, SUB2, bzw.
SUB3) wenigstens näherungsweise unter 0° , am Eingang des fol-
genden Polarisationstransformators (SUB2, SUB3, bzw. SUB4)
wenigstens näherungsweise unter 90° zu einer bestimmten Kris-
35 tallachse (X, Y oder Z) oder zur Oberfläche der durch den po-
larisationserhaltenden Lichtwellenleiter (PMF1, PMF2, PMF3)

verbundenen Polarisationstransformatoren (SUB1 und SUB2, SUB2 und SUB3, bzw. SUB3 und SUB4) verbunden ist.

54. Polarisationstransformator nach einem der Ansprüche 39 bis 53,

dadurch gekennzeichnet,
daß der Polarisationstransformator als Lithiumniobatchip wenigstens näherungsweise mit Z-Ausbreitungsrichtung ausgeführt ist.

55. Polarisationstransformator nach Anspruch 54,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Polarisationstransformator wenigstens näherungsweise mit X-Schnitt ausgeführt ist.

56. Polarisationstransformator nach einem der Ansprüche 45 bis 53,
dadurch gekennzeichnet,
daß der Polarisationstransformator als Lithiumniobatchip wenigstens näherungsweise mit Y-Ausbreitungsrichtung ausgeführt ist.

57. Polarisationstransformator nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,
daß er in einem PMD-Kompensator (KOM) einer Empfangseinrichtung (RX) vorgesehen ist und
daß die als Wandler-Steuerspannungen verwendeten Regelspannungen (UR_{ij} , UP_i , UC_i) durch Filtern und Gleichrichtung des aus dem empfangenen optischen Signals (OS) gewonnenen Basisbandsignals (BB) gewonnen wird.

58. Polarisationstransformator nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

daß ihm mindestens ein Polarisationsstrahlteiler (PBS) nachgeschaltet ist, welcher an seinen Ausgängen (OUT1, OUT2) zueinander orthogonal polarisierte Teilsignale abgeben kann.

1/19

FIG 1

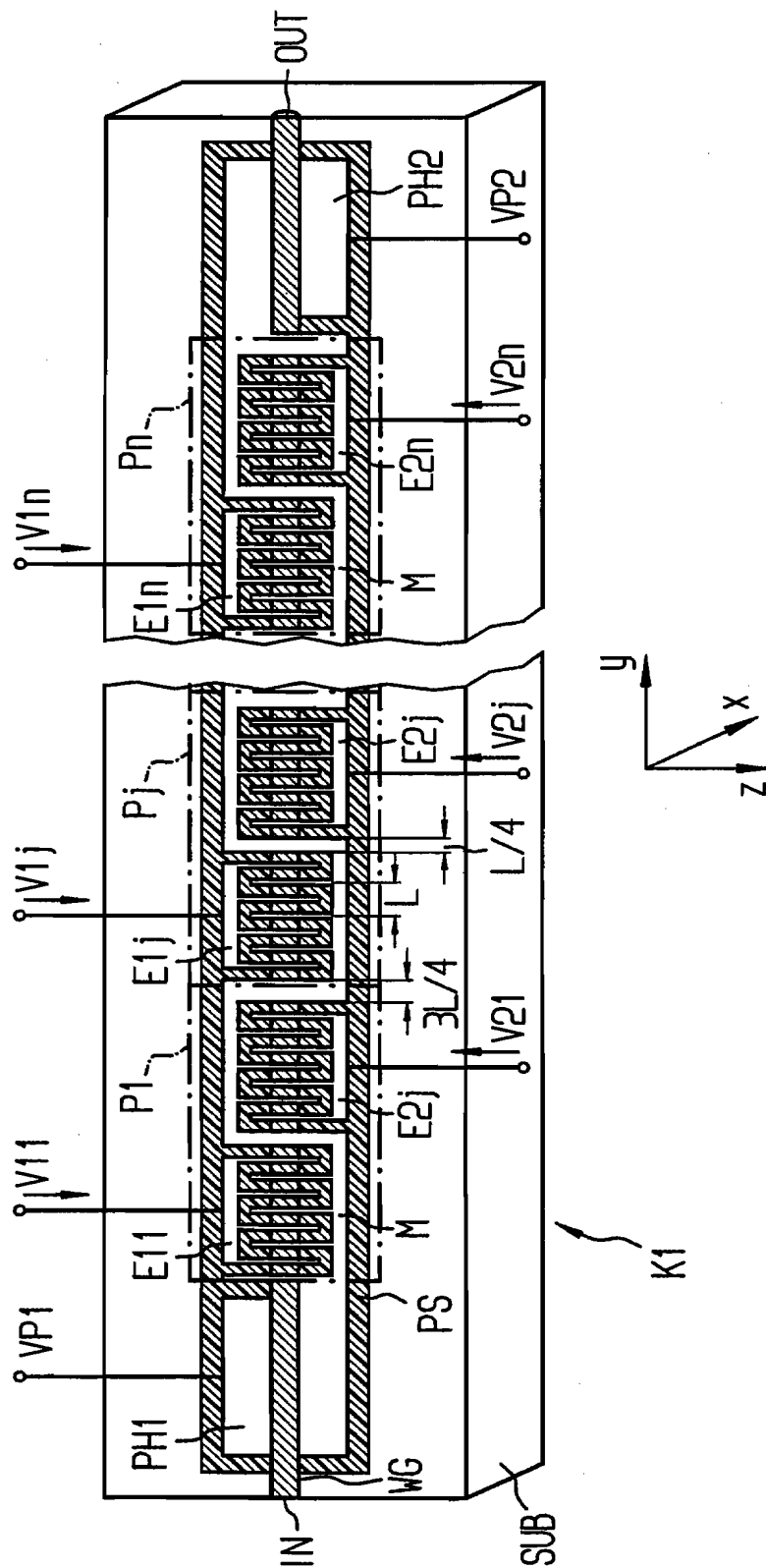
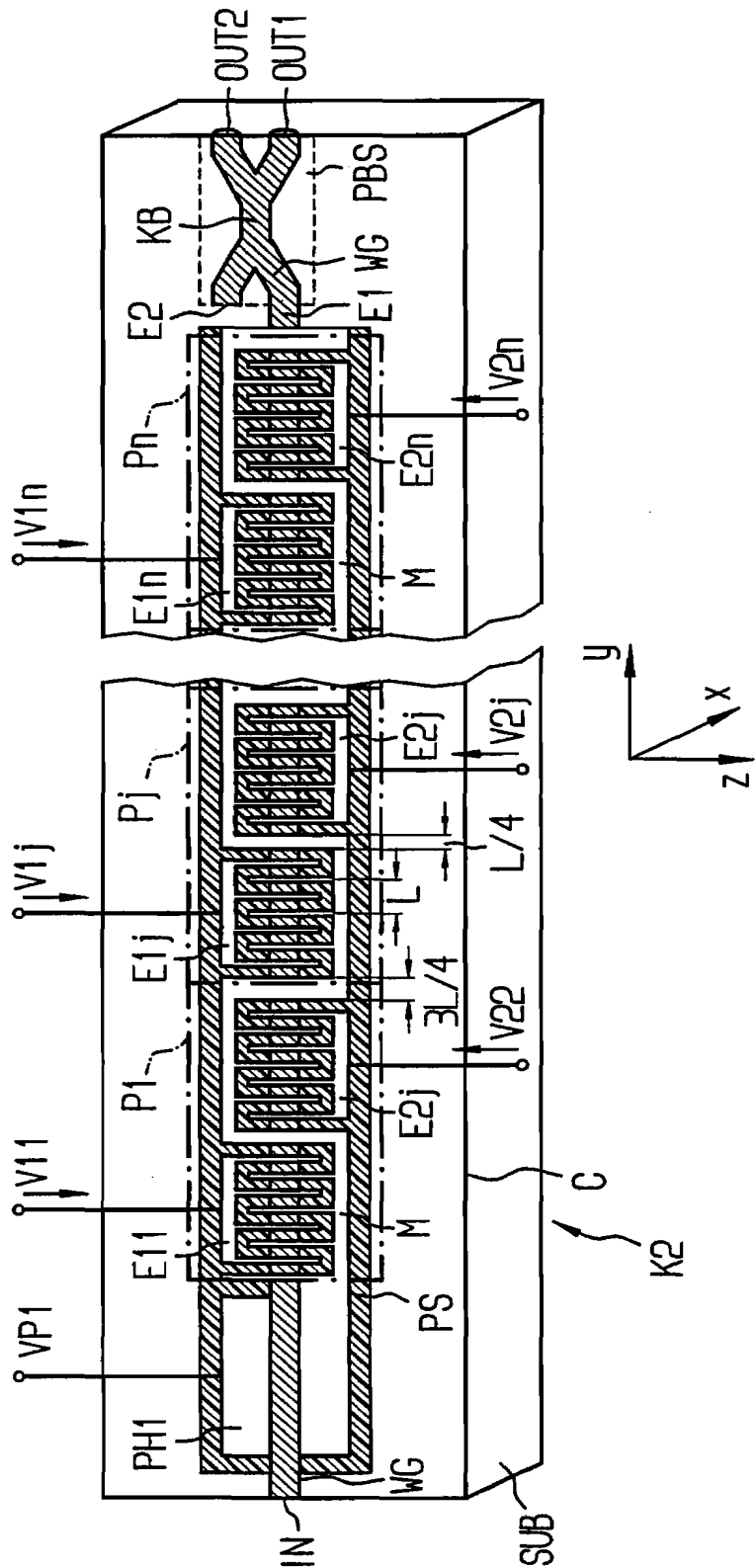
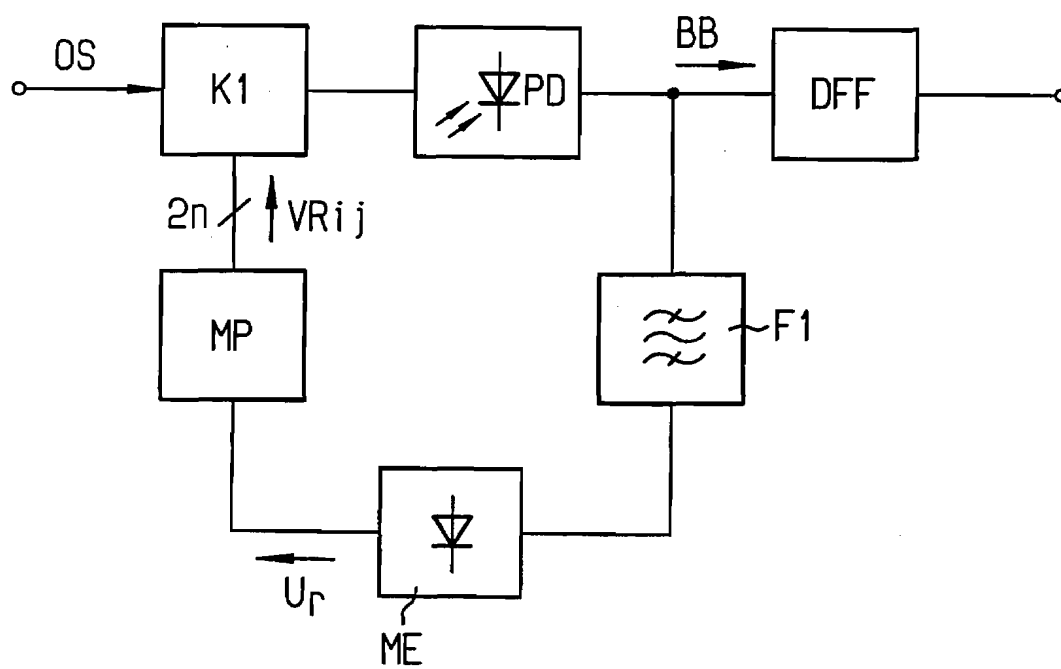


FIG 2



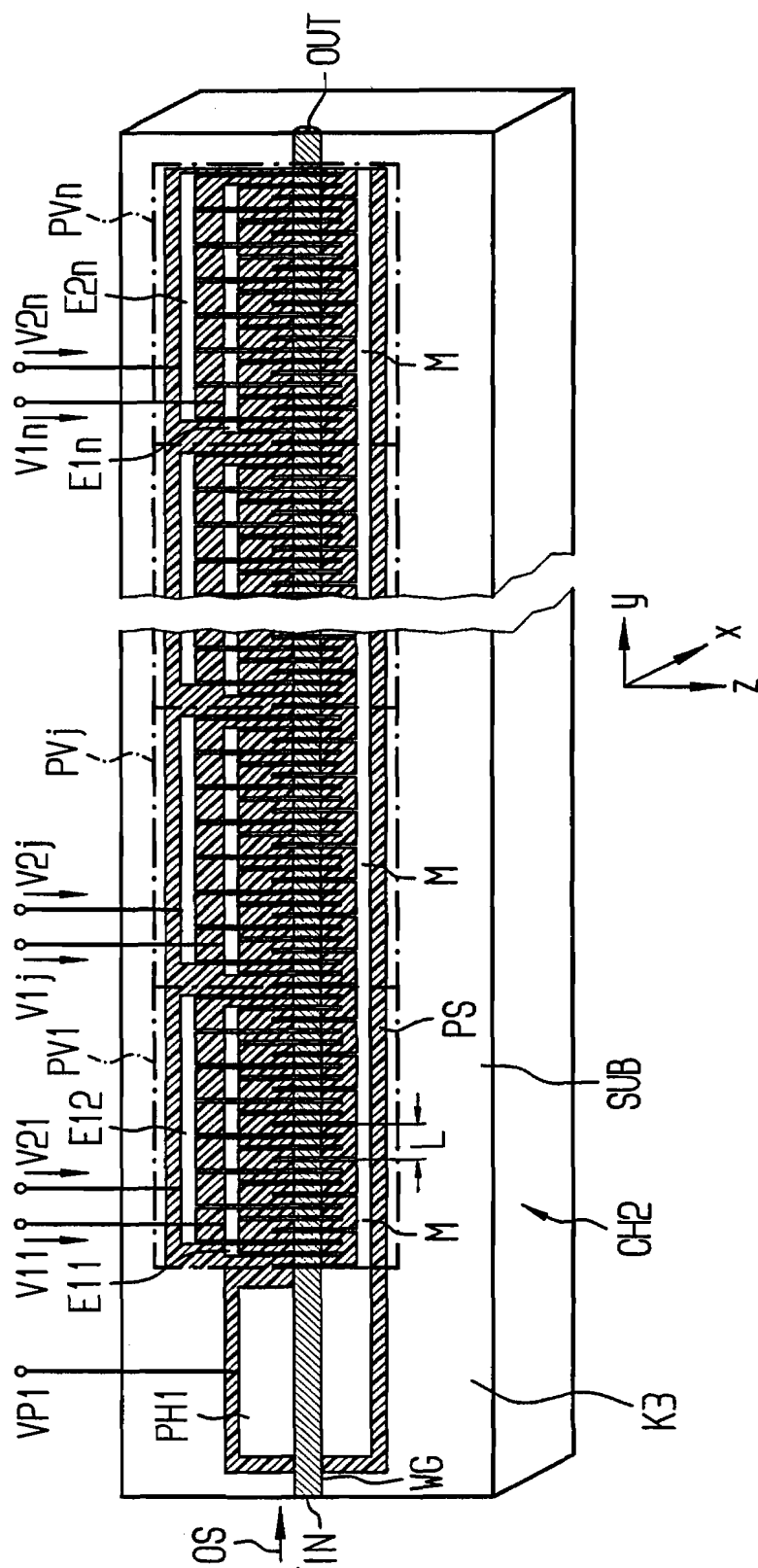
3/19

FIG 3



4/19

FIG 4



5/19

FIG 5

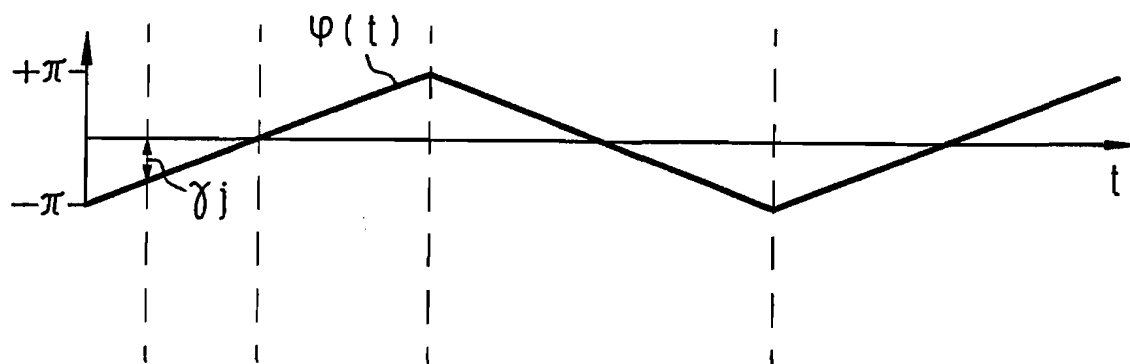
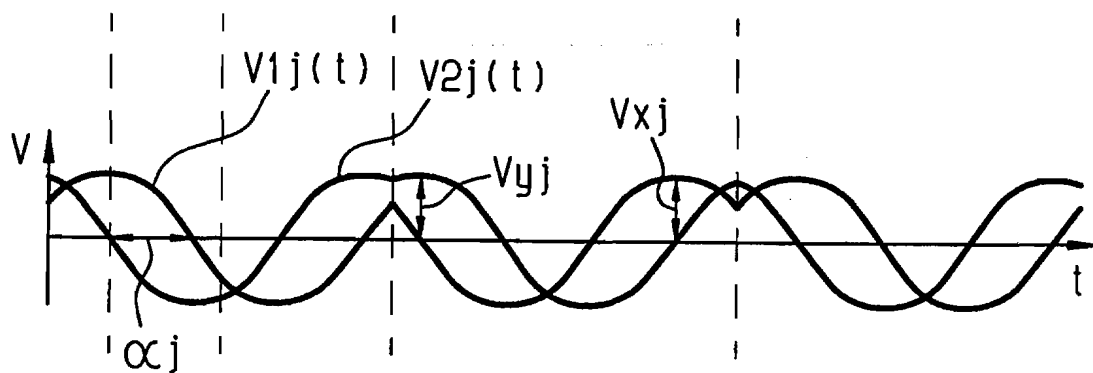
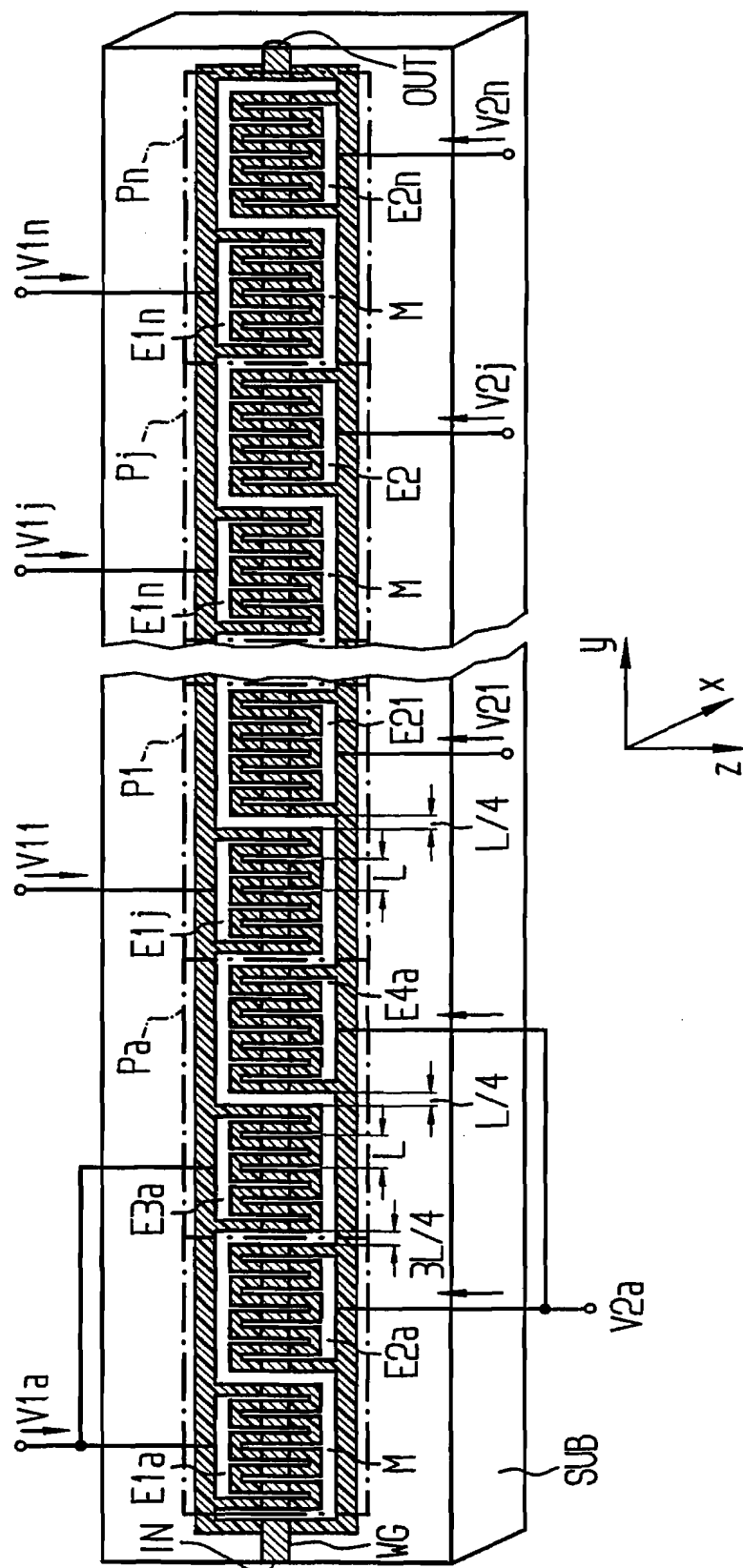


FIG 6



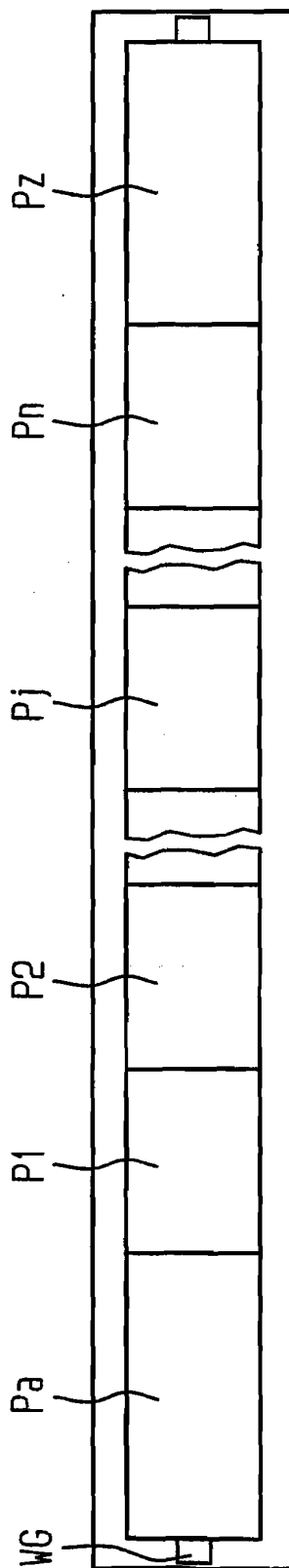
6/19

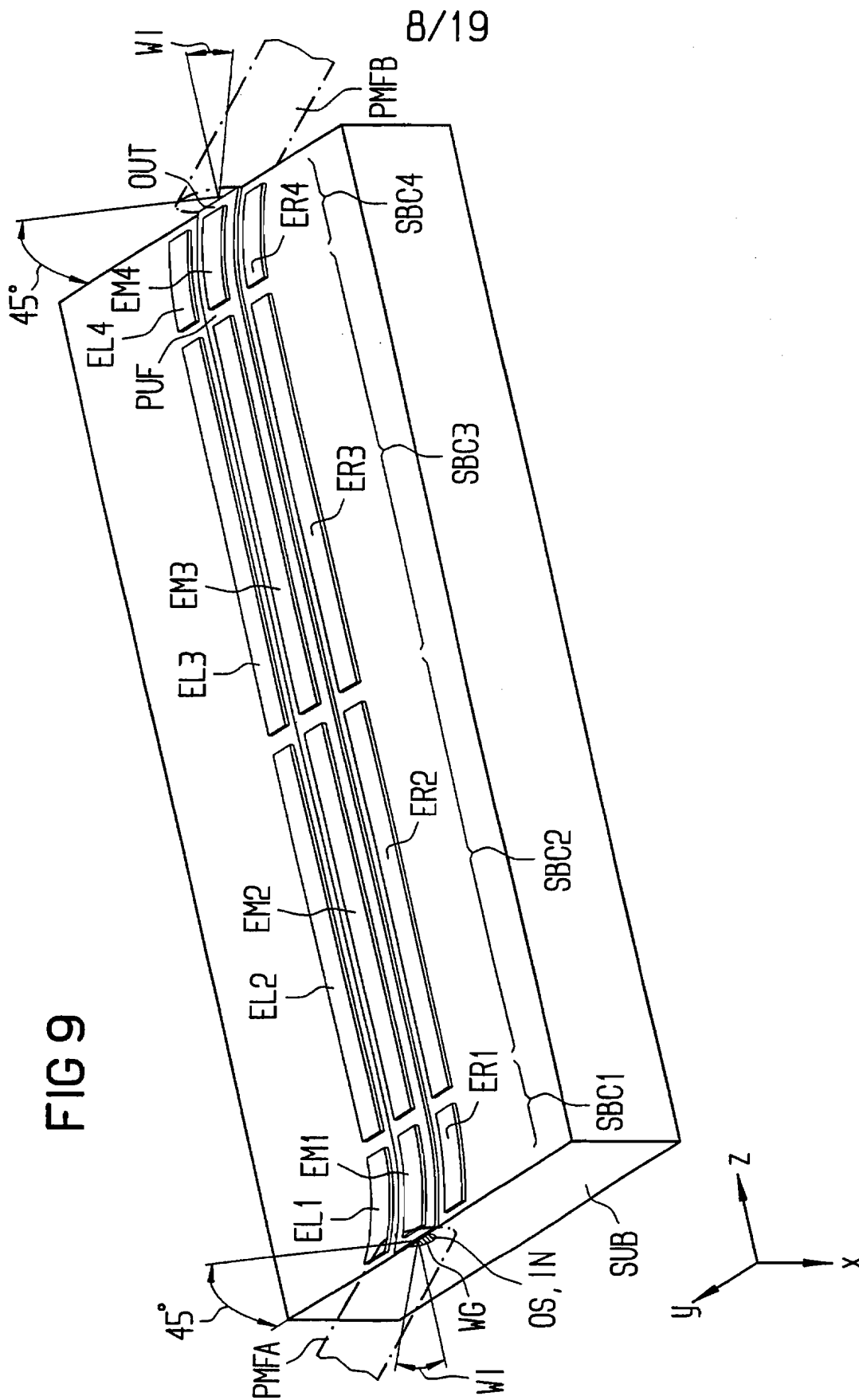
FIG 7



7/19

FIG 8





9/19

FIG 10

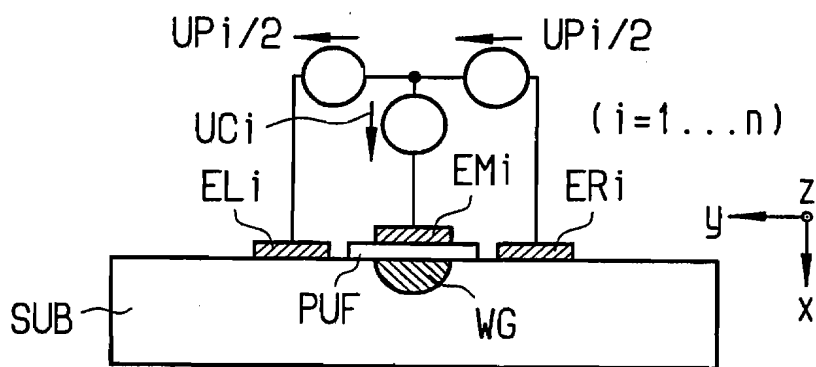
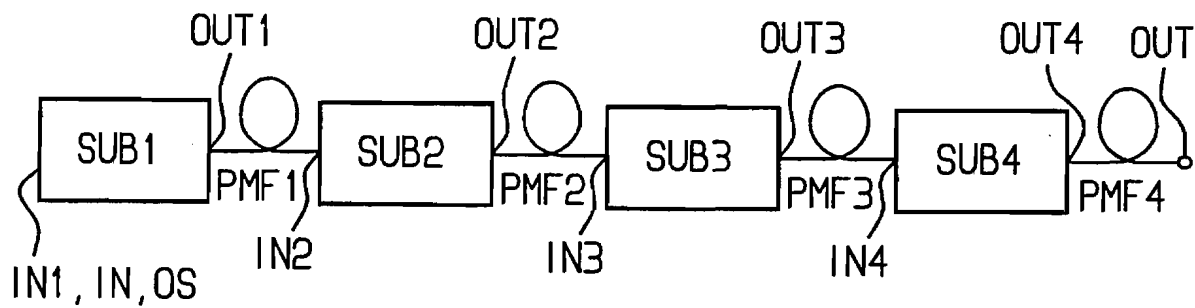
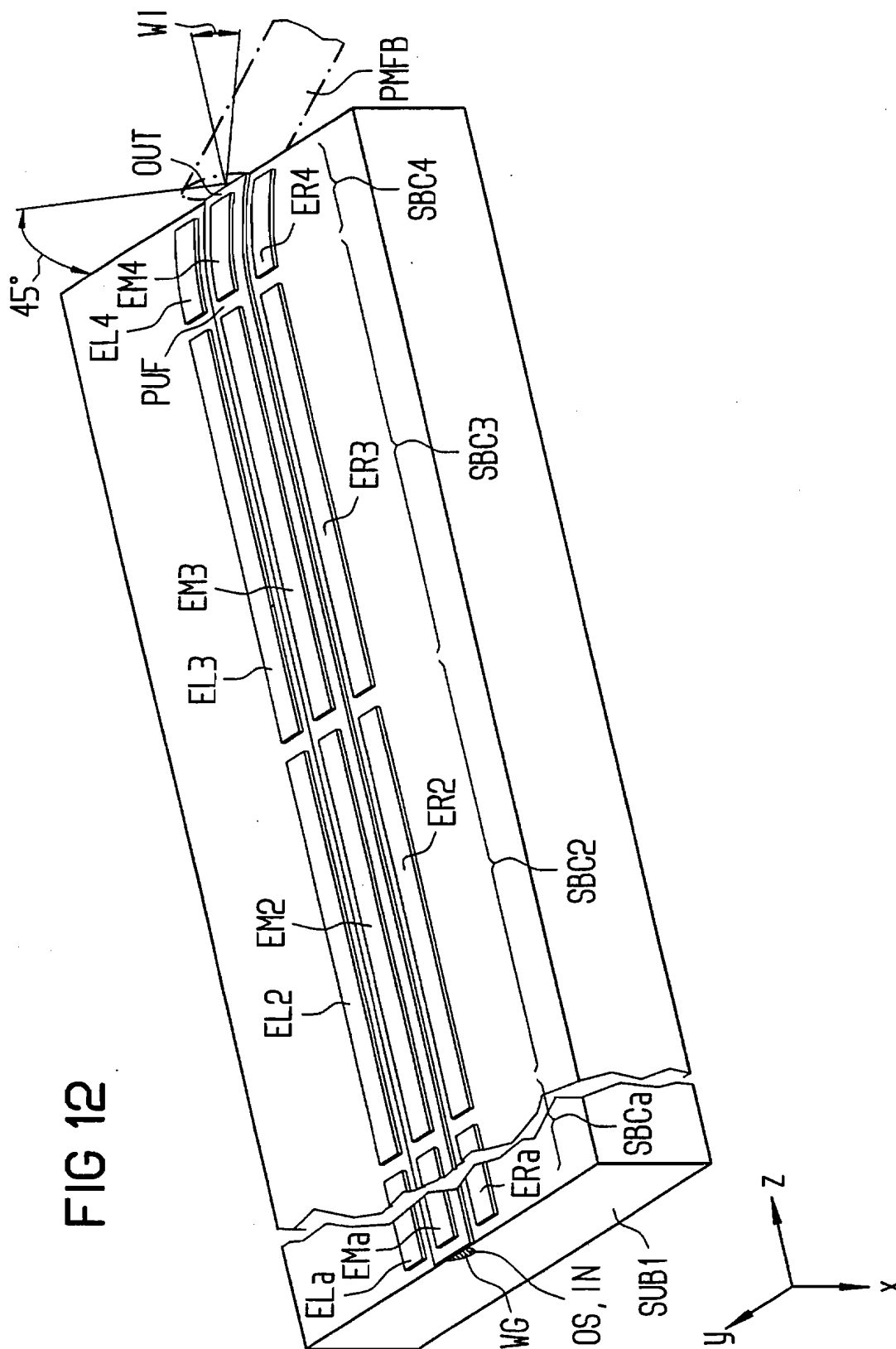


FIG 11

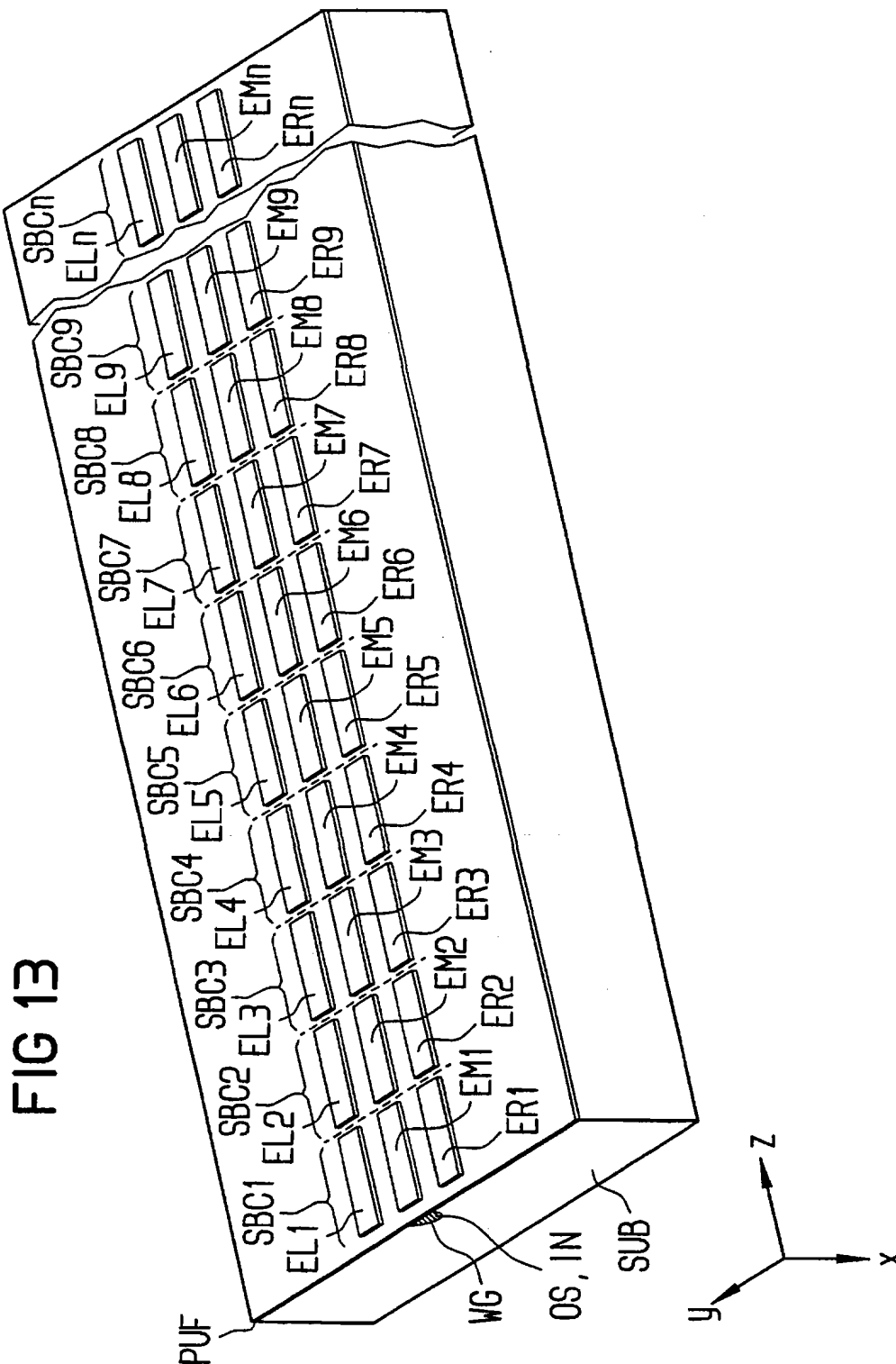


10/19

FIG 12

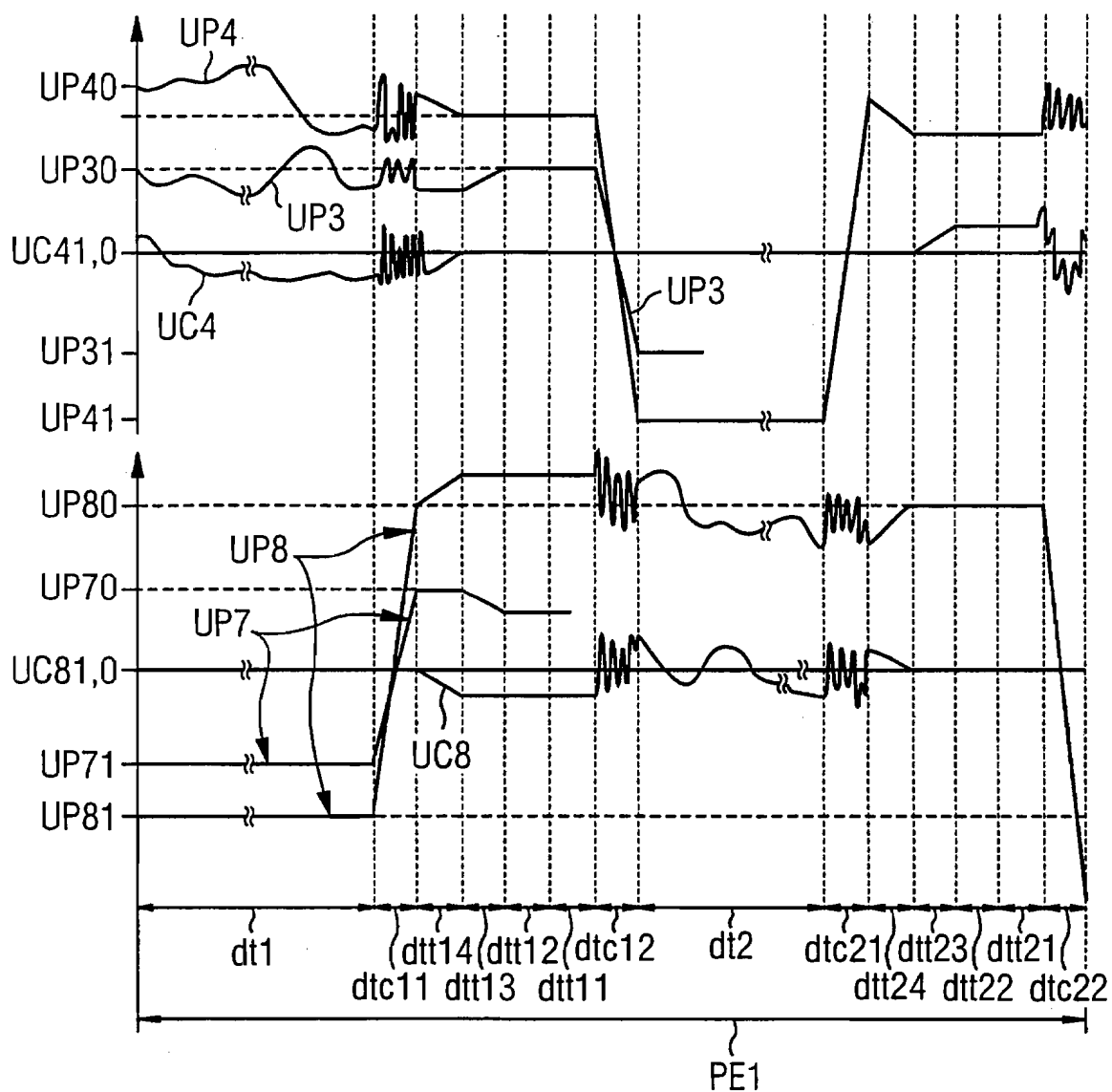


11/19



12/19

FIG 14



13/19

FIG 15

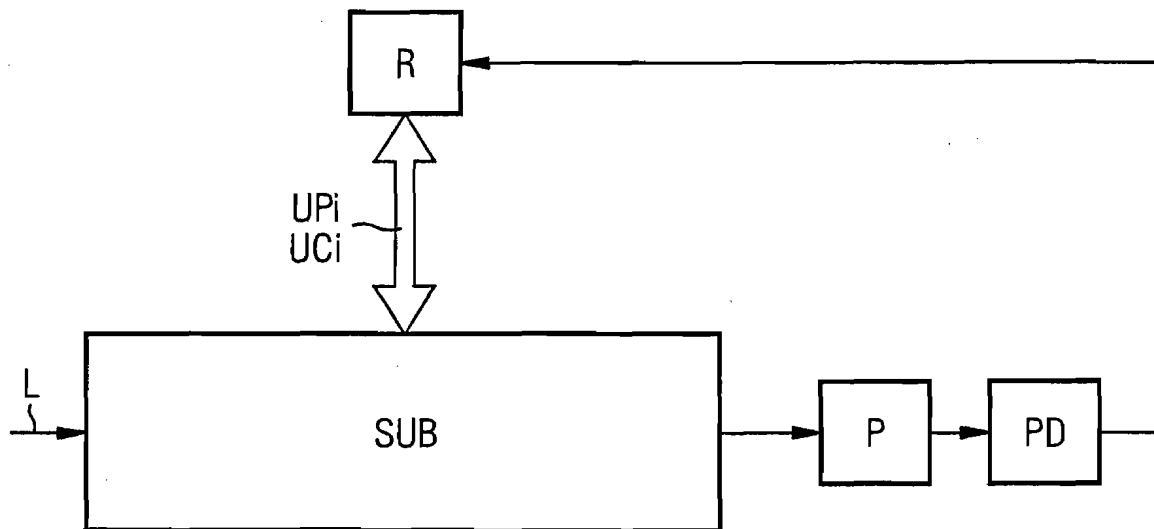
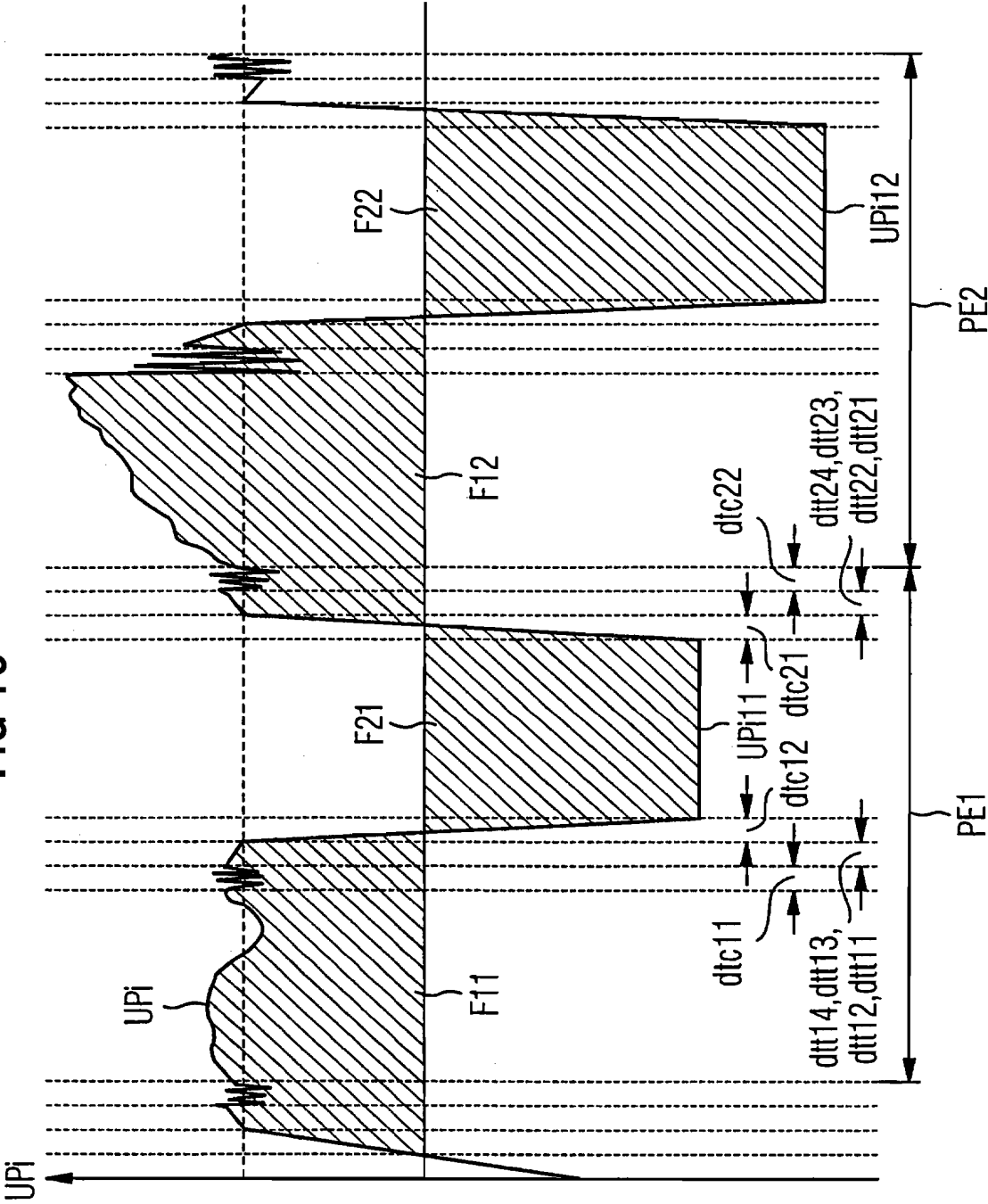


FIG 16



15/19

FIG 17

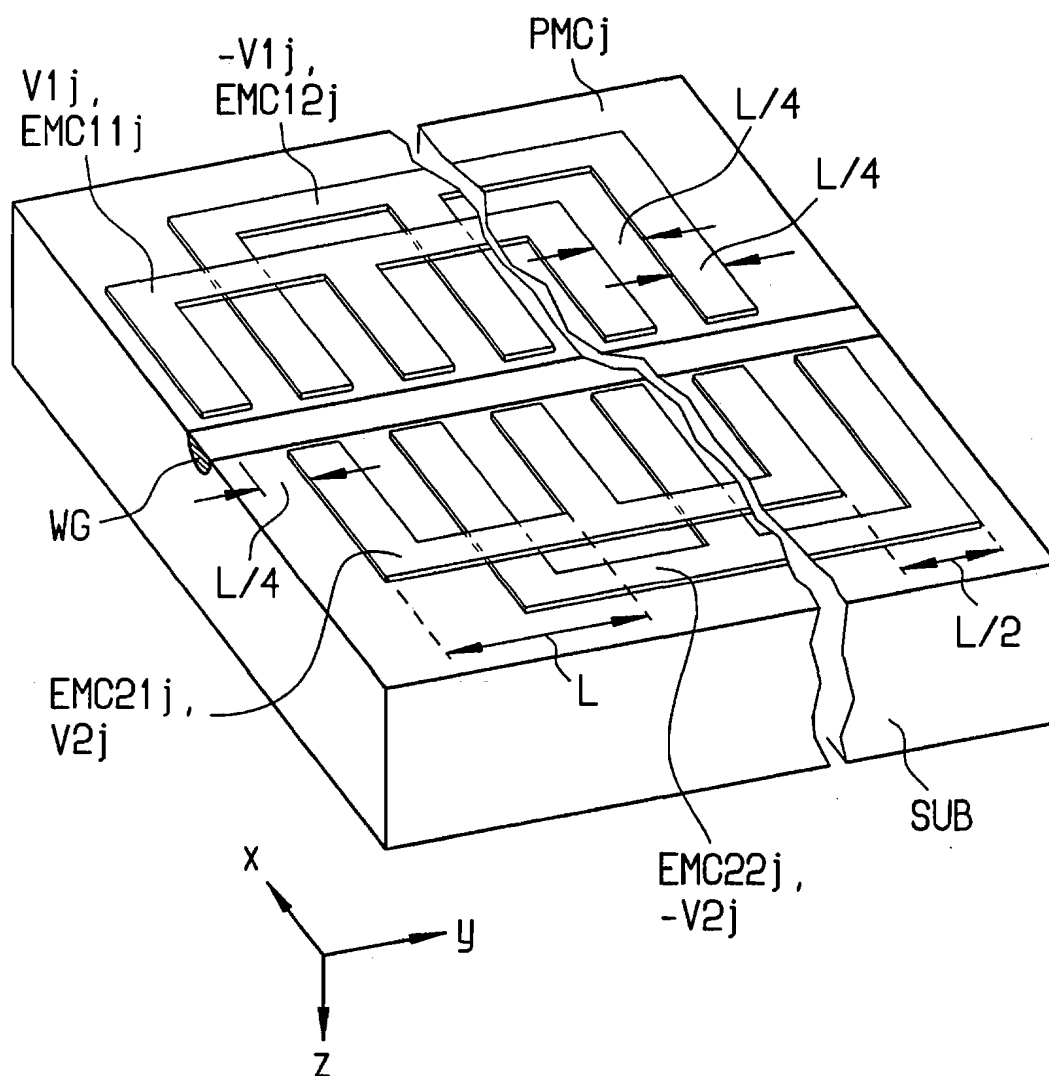


FIG 18

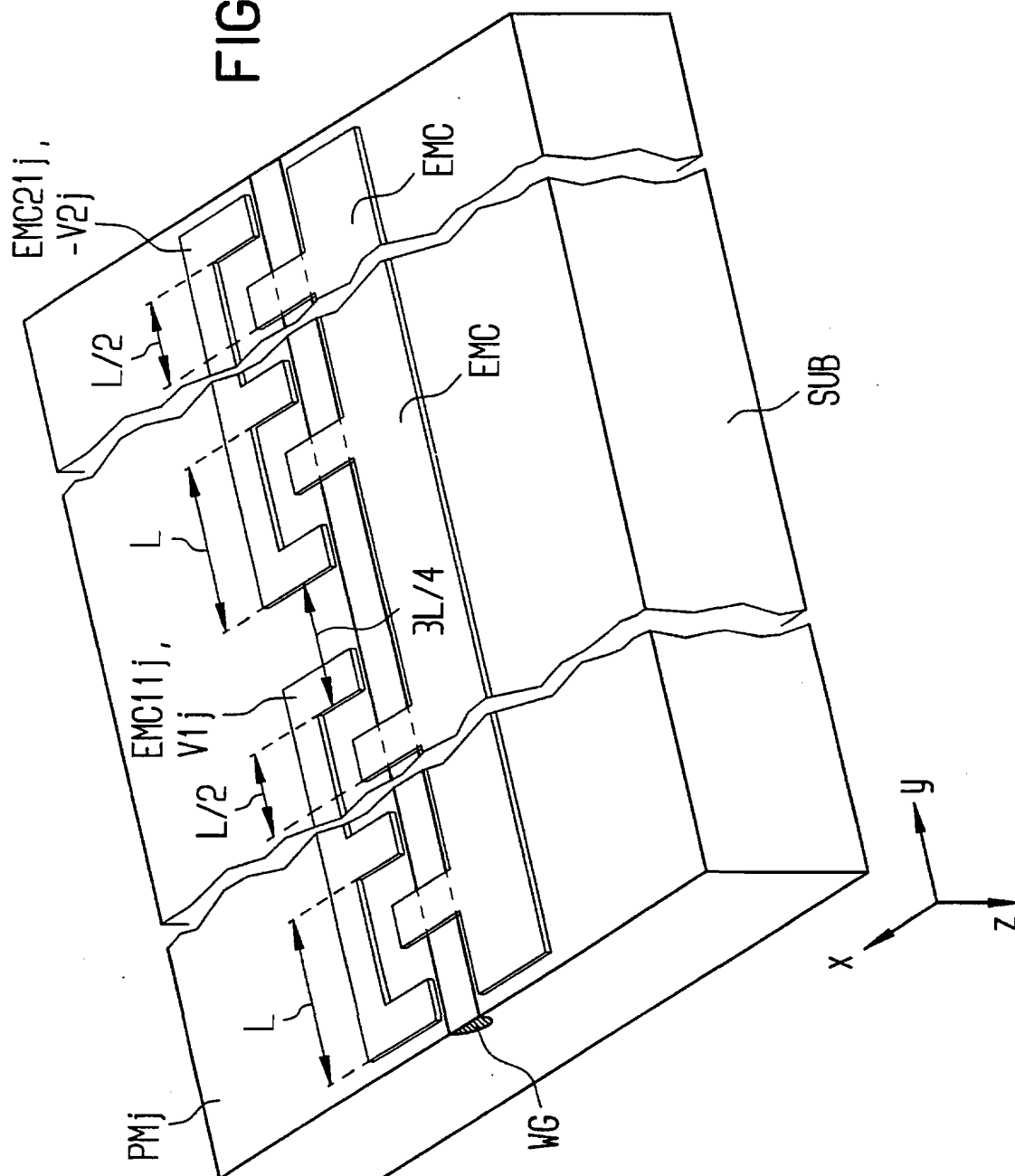
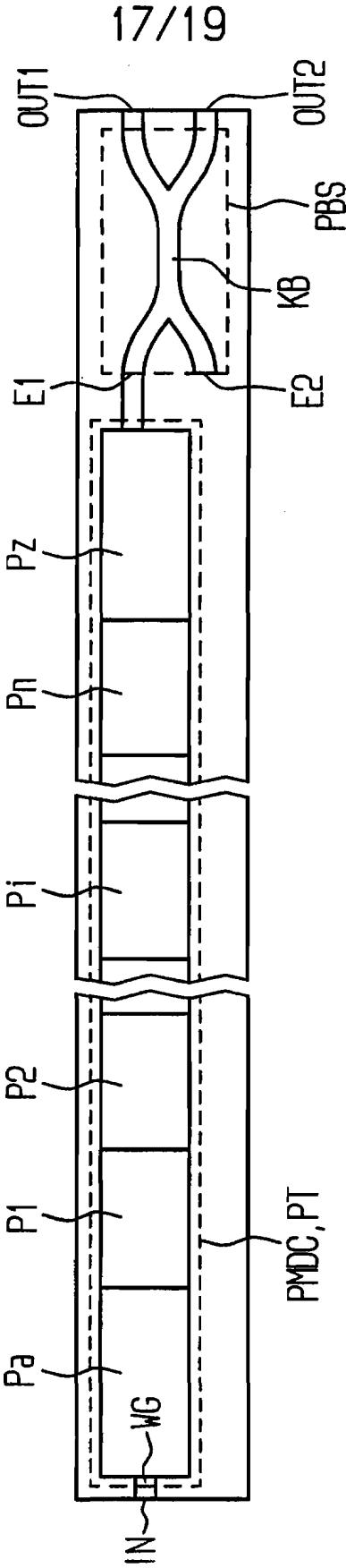
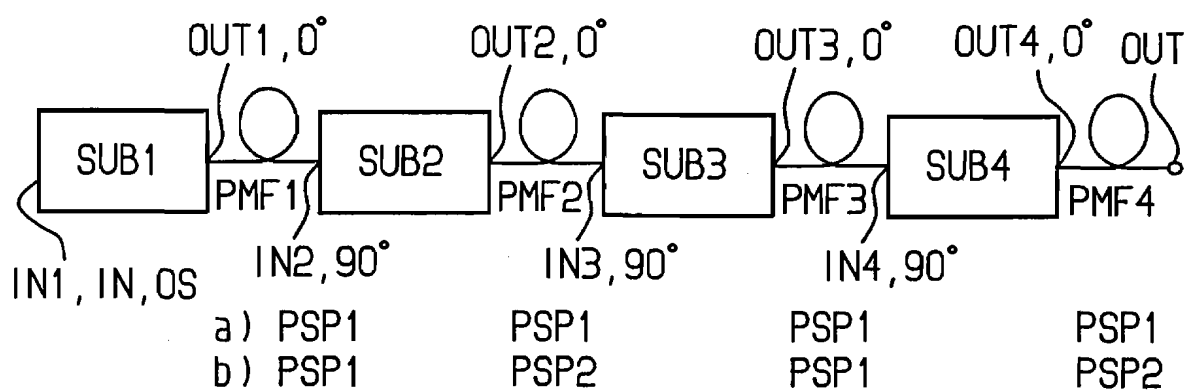


FIG 19



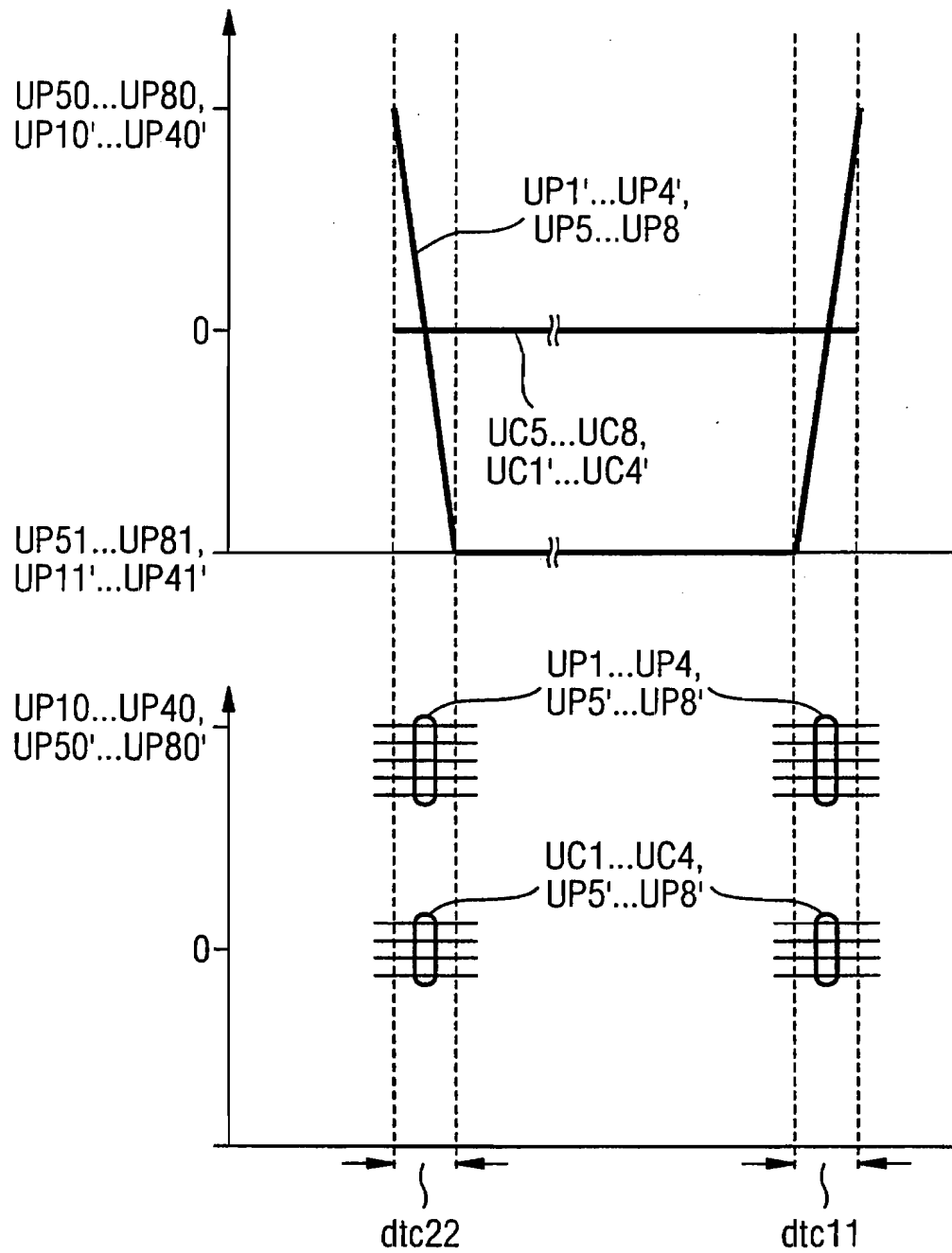
18/19

FIG 20



19/19

FIG 21



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Internal Application No

PCT/DE 99/03875

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 G02F1/035

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 G02F G02B H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5 739 943 A (SHARMA MANISH ET AL) 14 April 1998 (1998-04-14) column 1, line 62 - column 2, line 25 column 5, line 1 - line 15 column 6, line 63 - column 7, line 65; figures 5,7	1,2
A		3-57
X	US 5 757 984 A (HATORI MASAMI) 26 May 1998 (1998-05-26) column 3, line 14 - line 56; figures 1-10 -/-	1



Further documents are listed in the continuation of box C.



Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

8 May 2000

Date of mailing of the international search report

18/05/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl.
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Mannitz, W

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. nal Application No
PCT/DE 99/03875

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 1995, no. 02, 31 March 1995 (1995-03-31) & JP 06 308438 A (SUMITOMO METAL MINING CO LTD), 4 November 1994 (1994-11-04) abstract -& JP 06 308438 A figures 1-3	1
E	DE 198 30 990 A (SIEMENS AG) 20 January 2000 (2000-01-20) cited in the application the whole document	1-57

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

information on patent family members

International Application No

PCT/DE 99/03875

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5739943 A	14-04-1998	JP 9061771 A JP 9061772 A JP 9211405 A	07-03-1997 07-03-1997 15-08-1997
US 5757984 A	26-05-1998	JP 7294860 A	10-11-1995
JP 06308438 A	04-11-1994	NONE	
DE 19830990 A	20-01-2000	WO 0003505 A WO 0003506 A	20-01-2000 20-01-2000

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03875

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 7 G02F1/035

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationsymbole)

IPK 7 G02F G02B H04B

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	US 5 739 943 A (SHARMA MANISH ET AL) 14. April 1998 (1998-04-14) Spalte 1, Zeile 62 - Spalte 2, Zeile 25 Spalte 5, Zeile 1 - Zeile 15 Spalte 6, Zeile 63 - Spalte 7, Zeile 65; Abbildungen 5,7	1,2
A		3-57
X	US 5 757 984 A (HATORI MASAMI) 26. Mai 1998 (1998-05-26) Spalte 3, Zeile 14 - Zeile 56; Abbildungen 1-10	1

-/-



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann nahelegend ist

"Z" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

8. Mai 2000

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

18/05/2000

Name und Postanschrift der internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl.
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Manntz, W

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Inter nales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03875

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 1995, no. 02, 31. März 1995 (1995-03-31) & JP 06 308438 A (SUMITOMO METAL MINING CO LTD), 4. November 1994 (1994-11-04) Zusammenfassung -& JP 06 308438 A Abbildungen 1-3</p>	1
E	<p>DE 198 30 990 A (SIEMENS AG) 20. Januar 2000 (2000-01-20) in der Anmeldung erwähnt das ganze Dokument</p>	1-57

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03875

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 5739943 A	14-04-1998	JP 9061771 A	07-03-1997
		JP 9061772 A	07-03-1997
		JP 9211405 A	15-08-1997
US 5757984 A	26-05-1998	JP 7294860 A	10-11-1995
JP 06308438 A	04-11-1994	KEINE	
DE 19830990 A	20-01-2000	WO 0003505 A	20-01-2000
		WO 0003506 A	20-01-2000